

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
6. November 2003 (06.11.2003)

PCT

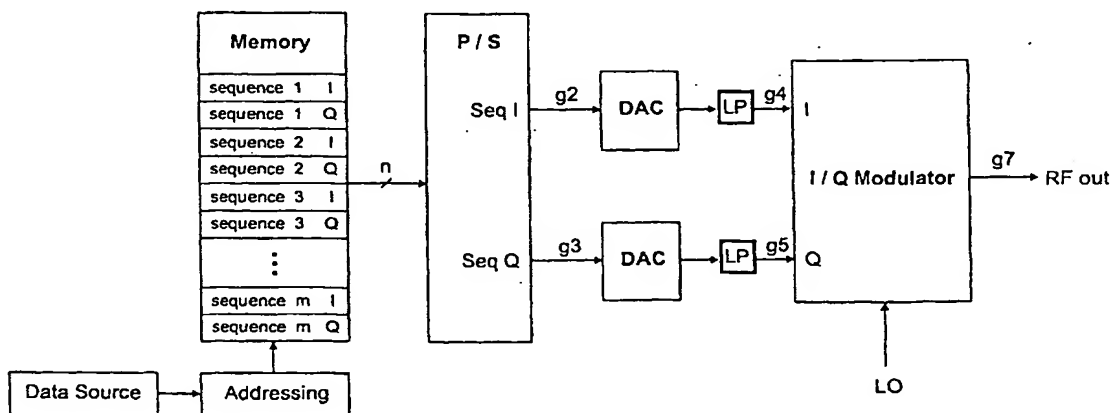
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 03/092183 A2**

- (51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **H04B 1/69**, (72) Erfinder; und  
G01S 13/28 (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **KOSLAR, Manfred**  
[DE/DE]; Hundekehlestrasse 33, 14199 Berlin (DE).  
(21) Internationales Aktenzeichen: **PCT/EP03/03617** **IANELLI, Zbigniew** [PL/DE]; Swinemünder Strasse 92,  
13355 Berlin (DE). **HOLZ, Rainer** [DE/DE]; Fregestrasse  
(22) Internationales Anmeldedatum: 8. April 2003 (08.04.2003) (74) Anwalt: **GÖKEN, Klaus, G.**; Eisenführ, Speiser & Part-  
ner, Martinistrasse 24, 28195 Bremen (DE).  
(25) Einreichungssprache: Deutsch (81) Bestimmungsstaaten (national): AE, AG, AL, AM, AT,  
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR,  
(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE,  
GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR,  
(30) Angaben zur Priorität: KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK,  
102 15 798.7 10. April 2002 (10.04.2002) DE MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO,  
102 52 626.5 11. November 2002 (11.11.2002) DE RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ,  
(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.  
von US): **NANOTRON TECHNOLOGIES GMBH** (84) Bestimmungsstaaten (regional): ARIPO-Patent (GH,  
[DE/DE]; Alt-Moabit 61, 10555 Berlin (DE). GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: TRANSCEIVER DEVICE

(54) Bezeichnung: SENDE-EMPFANGSVORRICHTUNG



(57) Abstract: The transceiver device is characterised in that various chirp signals are recorded in a memory using BT product and/or time-frequency characteristics, in order to selectively recall the above and place in the transmission frequency band in a direct upwards conversion. No mirror frequency bands are generated using the above method such that complicated bandpass filters can be omitted from the carrier frequency band. A direct and automatic demodulation is possible in the baseband, dependent on the feasibility of asynchronously operating dispersive filters (for example as SAW components) for the carrier frequency band.

(57) Zusammenfassung: Die Sende- und Empfangsvorrichtung zeichnet sich dadurch aus, dass in BT-Produkt und/oder Zeit-Frequenz-Charakteristik unterschiedliche Chirp-Signale in einem Speicher abgelegt werden können, um sie wahlweise abzurufen und in direkter Aufwärtskonversion in das Sendefrequenzband zu heben. Bei diesem Vorgang entstehen keine Spiegelfrequenzbänder, so dass aufwendige Bandpassfilter in Trägerfrequenzlage entfallen können. Auch im Empfänger ist eine direkte und automatische Demodulation in das Basisband möglich, die von der Machbarkeit der asynchron arbeitenden dispersiven Filter (beispielsweise als SAW-Bauelemente) für das Trägerfrequenzband abhängt.



eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI-Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.*

**Veröffentlicht:**

- *ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts*

---

### Sende-Empfangsvorrichtung

---

Die Erfindung bezieht sich auf eine Sende-Empfangsvorrichtung, einen sog. Transceiver, der innerhalb eines Übertragungssystems sowohl zur Erzeugung, zur Aussendung als auch zum Empfang und zur Verarbeitung von Chirp-Signalen geeignet ist.

Bei dem erfindungsgemäßen Transceiver werden Chirp-Signale bzw. Kombinationen von Chirp-Signalen unterschiedlicher Ausprägung erzeugt und ausgesendet und werden ebenso unterschiedliche Chirp-Signale bzw. Kombinationen von Chirp-Signalen empfangen und verarbeitet.

Verfahren zur Erzeugung von Chirp-Signalen sind aus der Technik gut bekannt. So werden beispielsweise in der Radar-Technik dispersive Verzögerungsleitungen als Oberflächen-wellenfilter (SAW) so ausgeführt, dass sie nach Anregung mit einem Signalimpuls ein entsprechendes Chirp-Signal, also ein Downchirp- oder Upchirp-Signal erzeugen.

Regelmäßig enthalten die Transceiver auch entsprechende Empfangseinrichtungen, die die Up- oder Downchirp-Signale empfangen und wiederum in Schaltungen weiterverarbeiten, wobei ein empfangener Upchirp z.B. eine logische Null und ein empfangener Downchirp eine logische Eins im Sinne der Digitaltechnologie sein kann. Zum Empfang der Chirp-Signale dienen wieder entsprechend ausgeprägte SAW-Filter.

Bisher müssen dann, wenn verschiedene Chirp-Signale in einem solchen Transceiver erzeugt werden sollen, auch entsprechend viele SAW-Bausteine bereitgestellt werden, da pro SAW-Filter nur eine bestimmte Chirp-Signal-Charakteristik erzeugt werden kann. Für einen Wechsel der Chirp-Charakteristik ist dann grundsätzlich ein Umschalten auf das jeweils benötigte SAW-Filter notwendig, wozu breitbandige Analogschalter gebraucht werden. Die erstrebte Flexibilität wird erkauft durch einen sehr hohen Schaltungsaufwand.

Nach dem heutigen Stand der Technik können dispersive SAW-Filter nicht für beliebig hohe Frequenzbereiche hergestellt werden. Die Chirp-Signale müssen daher im allgemeinen in ZF-Lage erzeugt und anschließend mit Modulationseinrichtungen in das Sendefrequenzband umgesetzt werden. Vor der Aussendung müssen zusätzlich aufwendige Maßnahmen der Spiegelfrequenzunterdrückung getroffen werden. Die derzeit verfügbaren dispersiven SAW-Filter weisen überdies eine hohe Einfügedämpfung auf (beispielsweise  $-24$  dB), deren Kompensation mit geeigneten Breitbandverstärkern stets einen erhöhten Stromverbrauch des Gesamtsystems mit sich bringt.

Eine weitere Variante der Chirp-Signal-Erzeugung ist das Durchstimmen eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) mit einem rampenförmigen Signal. Je nach Charakteristik des VCO kann dann ein rampenförmig ansteigende Spannung am Steuereingang beispielsweise einen Upchirp, eine rampenförmig abfallende Spannung einen Downchirp erzeugen. Dieses Verfahren ist im Prinzip sehr einfach und gestattet es, Chirp-Signale direkt in der Sendefrequenzlage zu erzeugen. Problematisch ist es allerdings, aufeinanderfolgende Chirp-Signale der gleichen Charakteristik, beispielsweise eine Folge von Upchirp-Impulsen auszusenden. In diesem Fall besitzt das Steuersignal beim Übergang von einem zum anderen Chirp-Impuls eine Unstetigkeit, wodurch dem Ausgangssignal eine

Schaltfunktion überlagert wird, mit der Folge, dass sich das Spektrum unerwünscht verbreitert. Das heißt, dass das Chirp-Signal in Sendefrequenzlage vor dem Aussenden noch aufwendig Bandpaß-gefiltert werden muß.

In der Regel kann das rampenförmige Spannungssignal am VCO-Steuereingang auch nicht beliebig schnell zurückgesetzt werden, so dass sich ein sägezahnförmiges Steuersignal ergibt mit einer langen Rampe zur Chirp-Erzeugung und einer kurzen rücklaufenden Rampe. Diese wiederum erzeugt unerwünscht einen weiteren sehr kurzen Chirp-Impuls mit eigener Frequenz-Zeit-Charakteristik, der auf Empfängerseite als Störung wahrgenommen wird. Ein Austasten der kurzen Rampe erzeugt aber wieder eine Schaltfunktion mit der Folge der spektralen Verbreiterung des Sendesignals.

Eine weitere technisch bekannte und dabei gut integrierbare Methode ist die synthetische Erzeugung beliebiger Signale in Zwischenfrequenzlage oder im Basisband. Dabei werden gesampelte und höherstufig quantisierte Signale in einem Speicher vorgehalten und bei Bedarf Digital/Analog-gewandelt und in das Sendefrequenzband umgesetzt. Vorteilhaft ist dieses Verfahren vor allem wegen der möglichen Flexibilität. Es lässt sich ohne weiteres auch für die Synthese von Chirp-Signalen anwenden. Der Nachteil dieser Methode besteht aber darin, dass ein vergleichsweise hoher Aufwand an Digitaltechnik und an Speicherplatz entsteht, vor allem dann, wenn bei hoher Quantisierung eine größere Anzahl von Chirp-Signalen unterschiedlicher Charakteristik vorgehalten werden muss. Mit diesem Speicherbedarf und mit der Notwendigkeit höherstufiger D/A-Wandler ist aber stets auch ein erhöhter Leistungsbedarf im Sendeteil der Transceiver verbunden und natürlich eine größere Chipfläche, wenn es gilt, die Transmitterfunktionen zu integrieren.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass bei den bisher bekannten Methoden die Erzeugung von Chirp-Signalen unterschiedlicher Charakteristik einhergeht mit hohem Schaltungsaufwand, (etwa durch die Bereitstellung einer hohen Zahl unterschiedlicher dispersiver SAW-Filter und der zugehörigen Analogschalter im Sender), mit hohem Stromverbrauch im Sender (beispielsweise zur Kompensation der Einfügedämpfung in den dispersiven SAW-Filtern), mit aufwendigen Maßnahmen zur Spiegelfrequenzunterdrückung und zur spektralen Formung

im Sendefrequenzband oder mit einem erhöhten Bedarf an Chipfläche, wenn komplexe digitale Schaltungen wie etwa höherstufige D/A-Wandler realisiert werden müssen.

Aufgabe der Erfindung ist es, zur Erzeugung, Aussendung und zum Empfang von Chirp-Signalen unterschiedlicher Charakteristik einen Transceiver, also Sender und Empfänger, bereitzustellen, der hinsichtlich der erzeugten unterschiedlichen Chirp-Signale einfacher aufgebaut ist als bisher bekannte Transceiver, der eine größtmögliche Flexibilität in der Wahl der Chirp-Charakteristik bietet, der ohne den Umweg über eine Zwischenfrequenzlage Chirp-Signale bzw. Kombinationen von Chirp-Signalen im Sendefrequenzband erzeugt und der auf jegliche spektrale Formung und auf Filtermaßnahmen im Übertragungsband verzichtet.

Die Aufgabe wird erfindungsgemäß mit einem Transceiver mit den Merkmalen nach Anspruch 1 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen beschrieben.

Der erfindungsgemäße Transceiver dient der Erzeugung, Aussendung und dem Empfang von Chirp-Impulsen. Chirp-Impulse sind im Sonderfall linear frequenzmodulierte Impulse konstanter Amplitude der Dauer  $T$ , innerhalb derer sich die Frequenz zwischen einer unteren und einer oberen Frequenz stetig linear steigend (Upchirp) oder fallend (Downchirp) ändert. Die Differenz zwischen oberer und unterer Frequenz stellt die Bandbreite  $B$  des Chirp-Impulses dar. Die Gesamtdauer  $T$  des Impulses, multipliziert mit der Bandbreite  $B$  des Impulses wird als Dehnungs- oder Spreizfaktor  $\Psi$  bezeichnet.

Passiert ein Chirp-Impuls ein dispersives Filter geeigneter Frequenz-Laufzeit-Charakteristik, dann entsteht am Ausgang dieses Filters ein Trägerfrequenzimpuls mit  $\sin(x)/x$ -förmiger Hüllkurve – ein sogenannter komprimierter Impuls. Die Spitzenleistung des komprimierten Impulses ist dann gegenüber der Spitzenleistung des Eingangs-Chirp-Impulses um den Faktor  $B \cdot T$  überhöht. Die Kompression eines Chirp-Impulses ist umkehrbar. Passiert ein Trägerfrequenzimpuls mit  $\sin(x)/x$ -förmiger Hüllkurve der Bandbreite  $B$  ein dispersives Filter geeigneter Frequenz-Gruppenlaufzeit-Charakteristik, dann entsteht ein energiegelicher Chirp-Impuls der Länge  $T$ . Um also einen  $\sin(x)/x$ -Impuls in einen Chirp-Impuls

umzuwandeln, muss man ihn zuerst einer Trägerschwingung aufprägen und anschließend einem dispersiven Filter zuführen. Damit ist bereits ein geläufiges Verfahren zur Erzeugung von Chirp-Impulsen beschrieben.

Eine Nachrichtenübertragung mit Chirp-Impulsen kann in einem besonders einfachen Fall so organisiert werden, dass das Symbolalphabet aus den beiden Elementen „Upchirp“ und „Downchirp“ besteht. Für eine logische Null würde beispielsweise ein Upchirp-Impuls, für eine logische 1 entsprechend ein Downchirp-Impuls übertragen werden.

Verzichtet man auf den Vorteil der aktiven Übertragung beider logischen Zustände, dann kann man auch ein On/Off-Keying mit Upchirp-Impulsen oder ein On/Off-Keying mit Downchirp-Impulsen etablieren.

Eine Sonderform der Chirpsignale, bzw. der Kombination von Chirpsignalen, ist das Faltsignal. Es entsteht durch die gleichzeitige Erzeugung und Überlagerung eines Upchirp- und eines Downchirp-Impulses. Durch die Wahl eines geeigneten Phasenversatzes zwischen Up- und Downchirp-Impuls können Faltsignale so generiert werden, dass sie nach der empfängerseitigen Demodulation eine positive oder eine negative Auslenkung aufweisen, so dass auch mit Faltimpulsen eine aktive Übertragung der beiden logischen Zustände (Null und Eins) möglich ist.

Das Ziel der Erfindung ist es, eine Sende-Empfangsvorrichtung bereitzustellen, die senderseitig Chirp-Signale erzeugt und aussendet und die auf Empfängerseite zum Empfang und zur Demodulation von Chirp-Signalen in der Lage ist. Zur Nachrichtenübertragung wurden Chirp-Signale deshalb ausgewählt, weil sie gegenüber anderen Modulationssignalen eine Reihe von Vorteilen aufweisen:

Durch Umwandlung in einen Chirp-Impuls kann man einen kurzen Impuls hoher Spitzenleistung in einen energiegelichen, aber viel längeren Chirp-Impuls transformieren, wobei die Sendeleistung entsprechend herabgesetzt wird, beispielsweise auf die erlaubte Spitzenleistung eines leistungsbegrenzten Übertragungskanals. Dieser Impuls wird über den Übertragungskanal zum Empfänger übertragen und dort komprimiert. Dabei entsteht wieder ein kurzer Impuls, der gegen-

über dem Empfangsimpuls leistungsüberhöht ist. Im Ergebnis hat man also über den leistungsbegrenzten Kanal ein Signal mit viel höherer Spitzenleistung und also mit viel höherem Abstand gegenüber Störsignalen übertragen.

In der umgekehrten Betrachtungsweise kann sich ein Chirp-Übertragungssystem von anderen Übertragungssystemen, die mit voller Signalleistung über leistungsbegrenzte Kanälen übertragen, dadurch abheben, dass die eigenen Signale geschirpt, d.h. mit stark verminderter Leistung übertragen werden, ohne dass die Performance gegenüber den Vergleichssystemen abfällt. Chirp-Transceiver bieten sich deshalb an für den Einsatz in Umgebungen, bei denen es auf die Verminderung der Strahlenbelastung durch Sendeanlagen (*low human exposure*) ankommt.

Chirp-Signale sind breitbandige Signale, sie können so erzeugt werden, dass ihr Spektrum einen verfügbaren Übertragungskanal der Bandbreite  $B$  voll ausfüllt. Dazu wird für ein zu übertragendes Symbol ein Trägerfrequenzimpuls mit  $\sin(x)/x$ -förmiger Hüllkurve erzeugt und anschließend in einen Chirp-Impuls transformiert. Dieser Trägerfrequenzimpuls hat eine mittlere Breite  $\Delta$  die sich als Kehrwert der Bandbreite  $B$  bestimmt. Damit bestimmt die verfügbare Kanalbandbreite  $B$  die mögliche zeitliche Auflösung eines Chirp-Übertragungssystems. Bei der Vorbereitung der Chirp-Übertragung werden also zunächst Impulse mit dem kleinsten möglichen  $BT$ -Produkt ( $B \cdot \Delta = 1$ ) erzeugt. Diese Impulse werden vor der Übertragung über die Luftschnittstelle in Chirp-Impulse gleicher Bandbreite  $B$ , aber viel größerer Dauer  $T$  umgewandelt. Das heißt, die Impulse werden über die Luftschnittstelle mit einem viel größeren  $BT$ -Produkt ( $BT \gg 1$ ) übertragen. Empfängerseitig läuft der umgekehrte Vorgang ab. Die einlaufenden Chirp-Impulse werden wieder in  $\sin(x)/x$ -Impulse des  $BT$ -Produkts  $B \cdot \Delta = 1$  umgewandelt und weiter verarbeitet.

Die gravierende Vergrößerung des  $BT$ -Produkts vor der Übertragung über die Luft-schnittstelle ist der eigentliche Grund dafür, dass Chirp-Übertragungsverfahren so robust gegenüber Störungen der Übertragung sind. Andere Verfahren der Signalübertragung, bei denen das  $BT$ -Produkt in der senderseitigen Signalaufbereitung, während der Übertragung und in der empfängerseitigen Signalverarbeitung gleich bleibt, weisen diesen Vorteil nicht auf.



Datenfolgen beliebiger Symbolrate  $R$  bis hin zur Grenzdatenrate lassen sich auf Chirp-Impulse abbilden und mit der vollen Kanalbandbreite übertragen. Für den Fall, dass die Symbolrate geringer ist als die Bandbreite  $B$ , kann man von einer Frequenzspreizung der Symbolfolge auf Kanalbandbreite sprechen. Damit verbunden ist ein Spreizgewinn, der sich als Quotient aus Bandbreite  $B$  und Symbolrate  $R$  bestimmen lässt.

Zum Empfang von Chirpsignalen dient ein Matched Filter-Empfänger. Anschaulich lässt sich dieser Spreizgewinn deshalb so interpretieren, daß das übertragene Chirp-Signal im Empfänger mit Hilfe eines speziell angepassten matched Filters, (der dispersiven Verzögerungsleitung) komprimiert (also entspreizt) wird, während nicht gechirpte Signal-anteile, beispielsweise überlagerte Störsignale, in dem gleichen matched Filter des Empfängers gespreizt werden.

Der mögliche Spreizgewinn erreicht ein Maximum, wenn die Symboldauer  $1/R$  gleich der Chirp-Dauer  $T$  ist. Er wird minimal, wenn die Symbolrate  $R$  gleich der Chirp-Bandbreite  $B$  ist.

Ist beim Chirpen einer Folge von Symbolen die Symboldauer  $1/R$  kleiner als die Chirp-Dauer  $T$ , dann erfährt jedes einzelne Symbol eine zeitliche Spreizung über seine Symbolgrenzen hinaus. Für jedes Symbol wird ein Chirp-Impuls erzeugt, der länger ist als das Symbol selbst. Am Ausgang des dispersiven Filters entsteht dann eine Folge zeitlich überlappender und überlagerter Chirp-Impulse.

Die zeitliche Spreizung der Symbole kann durch den Quotienten aus Chirp-Dauer  $T$  und Symboldauer  $1/R$  bestimmt werden. Sie erreicht ihr Maximum dann, wenn Symbolrate  $R$  und Chirp-Bandbreite  $B$  übereinstimmen.

Mit der zeitlichen Spreizung der Symbole, ist ein weiterer Übertragungsvorteil verbunden, der besonders bei hohen Datenraten wirksam wird. Durch die Zeitspreizung des Symbols auf die viel größere Länge  $T$  wird die Symbolenergie jedes Symbols entlang der Zeitachse über einen entsprechend größeren Bereich verteilt.

Wenn bei der Signalübertragung Störungen, insbesondere Kurzzeitstörungen auftreten, dann kann die zeitgespreizte Übertragung zur Störunterdrückung eingesetzt werden. Es werde angenommen, dass vom Sender zeitgespreizte Symbole (im Beispiel Chirp-Impulse) ausgesendet werden, denen sich auf dem Übertragungsweg breitbandige Störimpulse (beispielsweise Quasidiracimpulse) überlagern. Das Signalgemisch aus Chirp-Impulsen und Störimpulsen passiert am Empfänger Eingang ein dispersives Filter (Chirp-Filter), das die Kompression der Chirp-Impulse in  $\sin(x)/x$ -förmige Impulse vornimmt. Alle nichtkorrelierten, d.h. nicht in Form von Chirp-Impulsen vorliegenden Signalanteile werden dabei zeitlich gedehnt. Ihre Stör-Energie wird über einen größeren Zeitraum, also über mehrere benachbarte Symbole verteilt. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein einzelnes Symbol von einem derartigen Störimpuls zerstört wird, sinkt. Damit sinkt gleichzeitig auch die Bitfehlerrate der Übertragung.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass Chirp-Signale für die Datenübertragung über breitbandige und störungsbehaftete Nachrichtenkanäle eine Reihe von Vorteilen bieten, die sie für den Einsatz in dem erfindungsgemäßen Transceiver prädestinieren.

Eine technisch gut bekannte Variante der Synthese von Sendesignalen, die beispielsweise in Software-Radio-Systemen verbreitet ist, ist die digitale Erzeugung von Signalen in Zwischenfrequenzlage. Dieses Verfahren bietet sich auch für die Darstellung von Chirp-Signalen an.

Dabei wird in einem Speicher, z. B. ROM, das abgetastete und quantisierte Chirp-Signal in ZF-Lage abgelegt. Zur Erzeugung eines Chirp-Impulses wird die gespeicherte Chirp-Sequenz einem Digital/Analog-Wandler zugeführt, an dessen Ausgang das analoge Chirp-Signal abgegriffen werden kann. Aufgrund der hohen notwendigen Abtastraten kommt diese Methode nur für die unteren Frequenzlagen in Betracht (Low IF). Für die Umsetzung in gängige Sendefrequenzlagen, beispielsweise in das ISM-Band, werden stets noch geeignete Aufwärtsmischer und zugehörige Filtermaßnahmen zur Spiegelfrequenz-Unterdrückung benötigt. Im Sinne der erfinderischen Aufgabenstellung soll aber aus Gründen der Einfachheit auf spektrale Filterungen, Spiegelfrequenzunterdrückung und Bandbegrenzung im Sendefrequenzband verzichtet werden. Über-

dies wird ein möglichst einfacher Aufbau der Sendevorrichtung und größtmögliche Flexibilität in der Auswahl der Sendesignale angestrebt.

Deshalb bietet erfindungsgemäß die Speicherung des komplexen Chirp-Signals im Basisband einen besseren Weg. Dafür werden Realteil und Imaginärteil des vorgesehenen Chirp-Basisbandsignals abgetastet, quantisiert und als eigenständige Bit-Sequenzen im Speicher (beispielsweise RAM oder ROM) abgelegt. Im Basisbandteil des Transceivers können die gespeicherten Basisband-Sequenzen auf Abruf ausgelesen und in ein Chirp-Signal in Sendefrequenzlage umgesetzt werden.

In Fig. 1 ist beispielhaft eine Sendevorrichtung dargestellt. Fig. 2 verdeutlicht die an den verschiedenen Punkten der Anordnung auftretenden Signale.

In einem Speicher (Memory) (siehe Fig. 1) sind unterschiedliche Chirp-Basisbandsignale als Bit-Sequenzen (sequence1, sequence2,...) nach Realteil und Imaginärteil getrennt abgelegt. Über den Block „Addressing“, der beispielsweise mit einer digitalen Datenquelle verbunden ist, wird das betreffende ausgewählte Chirp-Sequenz-Paar adressiert. Fig.2a zeigt beispielhaft drei Informationssymbole (LOW; HIGH; LOW) einer digitalen Datenquelle, die übertragen werden sollen.

Für jedes dieser Symbole werden über den Block „Addressing“ (Fig. 1) zwei Bitsequenzen (Sequenz\_I und Sequenz\_Q) über eine Auslesevorrichtung, beispielsweise einen Parallel / Serienwandler, ausgelesen. Am Ausgang des Parallel/Serienwandlers liegen die beiden Bitfolgen g2 und g3 (siehe Fig. 2b, 2c) an, die den Eingängen von Digital/Analog-Wandlern (DAC) zugeführt werden. Die D/A-gewandelten Signale werden mit den beiden Tiefpassfiltern (TP) im Basisband gefiltert. Die am Ausgang der Tiefpässe entstehenden Signale g4 und g5 (siehe Fig. 2d, 2e) werden mit Hilfe einer geeigneten Modulations-vorrichtung (beispielsweise eines I/Q-Modulators) direkt in das gewünschte Sendeband überführt. Das am Ausgang des I/Q-Modulators entstehende Chirp-Signal g6 (siehe Fig.2f) enthält keine Spiegelfrequenzen, so dass es in Sendefrequenzlage ohne weitere Filtermaßnahmen ausgesendet werden kann.

Ein besonderer Vorteil dieses Verfahrens ist es, dass man Chirpsignale beliebiger Charakteristik (beispielsweise Upchirps, Downchirps oder Chirpsignale mit unterschiedlichem BT-Produkt und unterschiedlicher Charakteristik) im Speicher ablegen kann, bei ausreichendem Speicherplatz können sie wahlweise abrufbar sein, so dass, abhängig von den Erfordernissen der Übertragung, auf das eine oder das andere der abgelegten Chirpsignale zurückgegriffen werden kann. Vorstellbar ist auch, dass die benötigten Chirpsequenzen beim Prozeß der Inbetriebnahme oder Initialisierung über einen Download in den Speicher übertragen, bei Bedarf aber auch durch Umprogrammieren ausgetauscht werden können. Damit verfügt der Transceiver über einen programmierbaren Sendeteil, der es erlaubt, die Sendesignale mit höchstmöglicher Flexibilität auszuwählen und ohne Änderungen der Hardware (siehe Fig. 1) auszusenden.

Für die digitale Abspeicherung eines Chirpsignals, nicht zuletzt zur Abschätzung des Speicherbedarfs, sind einige Parameter notwendig. Dazu gehört zunächst die Abtastrate (Chirp Sample Rate). Sie ist abhängig von der Bandbreite des Chirpsignals, ihr Mindestwert ist durch das Abtasttheorem bestimmt.

Mehr Freiheit besteht bei der Festlegung der Quantisierung. Es lässt sich zeigen, daß man mit einer Anordnung nach Fig. 1 ohne weiteres Chirpsignale erzeugen kann, wenn die gewählte Quantisierung der vorgespeicherten Sequenzen eine nur sehr geringe Anzahl von Stufen aufweist.

Das vorgeschlagene Verfahren erlaubt es, die Bit-Quantisierung im Bereich von 1,2 ...n bit frei zu wählen. Das heißt, im einfachsten Fall der 1 bit-Quantisierung genügen Sequenzen der digitalen Symbole „0“ und „1“ zur Darstellung eines Chirpsignals im Basisband. In diesem besonderen Fall vereinfacht sich die angeschlossene Schaltung nochmals durch das Überflüssigwerden der Digital / Analog-Wandler. Zum Unterschied von bekannten Verfahren der Signalsynthese im Basisband kann der erfindungsgemäße Transceiver (nach Fig. 1) das Sendesignal aus zwei gespeicherten Binärfolgen ohne zusätzlichen Digital/Analog-Wandler synthetisieren.

In allen anderen Fällen werden Digital/Analog-Wandler der entsprechenden Ordnung eingesetzt.

In einer besonderen Ausprägung der Erfindung werden zur Übertragung Faltsignale verwendet. Zur Herstellung von Faltsignalen werden Upchirp- und Downchirp-Signale in bestimmter Weise so überlagert, dass das resultierende Signal rein reell ist. Im Basisband muß also nur ein Realteil gespeichert werden. Zur Direktmodulation genügt damit die D/A-Wandlung in nur einem Kanal und eine einfache Modulationseinrichtung (beispielsweise ein Mixer oder ein Modulator) mit einem reellen Trägersignal. Damit halbiert sich der Aufwand zur Speicherung der Signale und zu deren Modulation ins Sendefrequenzband.

Wie in Fig. 1 dargestellt, folgen auf beide D/A-Wandler (DAC) geeignete Tiefpassfilter (LP), die die Aufgabe haben, das Spektrum im Basisband auf die gewünschte Bandbreite zu begrenzen. Im Fall der 1 bit-Quantisierung muß die spektrale Begrenzung einzig durch diese Tiefpässe vorgenommen werden, gegebenenfalls müssen Filter höheren Grades eingesetzt werden.

Bei höheren Quantisierungen können die abgetasteten und quantisierten Basisbandsignale bereits vor der Ablage im Speicher mit wählbaren Filterfunktionen (beispielsweise mit einer cosinus-roll-off Charakteristik) gewichtet werden, so dass die im Sendefall abgerufenen Chirp-Sequenzen bereits einfachen Anforderungen an die spektrale Reinheit der Basisbandsignale genügen. Dadurch verringern sich die Anforderungen an die nachgeschalteten Tiefpassfilter. Es ist auch vorstellbar, dass diese Basisband-Vorfilterung die spektralen Anforderungen an das Chirp-Signal bereits vollständig erfüllt, so dass weitere Filterstufen nicht mehr nötig sind. Geht man davon aus, dass eine höherstufige Quantisierung eigens dafür gewählt wird, um eine derartige zusätzliche Basisbandfilterung vorzunehmen, dann kann man von einem Austausch von Quantisierungsaufwand (Speicherbedarf, Aufwand für Digitalteil und A/D-Wandler) gegen den Aufwand zur Realisierung der Tiefpass-Filterstufen sprechen.

Ein Ausführungsbeispiel für die beschriebene Erzeugung von Chirp-Signalen ist in Fig. 2g dargestellt.

In dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2g wird die Erzeugung von Chirp-Signalen verschiedener Charakteristik im ISM-Band bei 2.44 GHz und mit einer Symboldauer von 1  $\mu$ s beschrieben.

In einem Frequenzteiler wird zunächst die Trägerfrequenz TX 2441.75 MHz über einen zweistufigen Frequenzteiler mit dem Faktor 10:1 heruntergeteilt auf 244.175 MHz. Die so erzeugte Frequenz entspricht der Abtastrate, mit der die Chirp-Signale im Basisband synthetisiert werden sollen. Innerhalb der Symboldauer von 1  $\mu$ s müssen demnach 244 Samples kodiert werden. Da die Auslesegeschwindigkeit üblicher Speicher (RAM/ROM) im allgemeinen zu gering ist, um mit dieser Rate ausgelesen werden zu können, findet ein Speicher Verwendung, der mit der halben Abtastrate betrieben wird, dafür jedoch die doppelte Datenbusbreite besitzt. Deshalb wird die Frequenz TX 244.175 MHz nochmals um den Faktor 2 heruntergeteilt auf 122.0875 MHz. Mit diesem Takt werden Sequenzer (SEQ) und Speicher betrieben. Der notwendige Adressraum des Speichers bestimmt sich als ein Viertel der Länge der Chirp-Abtastrate. Die Datenbusbreite kann als Produkt aus der Anzahl der Quantisierungsstufen (in bit) und dem Faktor 4 bestimmt werden. Im Speicher abgelegt werden die Sequenzen IROM und QROM.

Da die Chirp-Sequenz mittensymmetrisch ist, wird nur die Hälfte der Sequenz abgespeichert. Beim Auslesen entsteht die vollständige Sequenz durch das Heraufzählen des Adresswertes und das anschließende Herunterzählen im Sequenzer (SEQ).

Der sich an den Speicherbaustein anschließende Multiplexer (MUX) serialisiert die im Speicher nebeneinander placierten Datenworte. Der Datenbus aus dem Speicherbaustein wird zu einem halb so breiten Datenbus gemultiplext. Dabei wird die Datenrate der aus dem Speicher ausgelesenen Bit-Sequenzen verdoppelt.

Für die Erzeugung von Upchirp-, Downchirp- und Faltimpulsen, bzw. von Symbolen im Upchirp-QPSK Modus oder im Downchirp-QPSK Modus werden die eingehenden IROM- und QROM- Datenströme in dem sich anschließenden BLOCK MAP logisch verknüpft (siehe Tabelle), so daß sich die gewünschten Symbole ergeben. Die Auswahl der Symbole erfolgt über ein 4bit-Datenwort MD. Mit nur zwei vorgespeicherten Bit-Sequenzen sind damit sämtliche aufgeführten Symbole der verschiedenen Chirp-Betriebsarten synthetisierbar.

Die beiden Bitsequenzen für I und Q werden mit Hilfe zweier D/A-Wandler in Analogsignale umgewandelt und mit den angeschlossenen Tiefpässen (im Beispiel Leapfrög-Filter) bandbegrenzt. Die Ausgangssignale der Tiefpassfilter werden anschließend mit einem I/Q-Modulator in das Sendefrequenzband umgesetzt.

Das Chirp-Übertragungssystem, das Gegenstand dieser Erfindung ist, erlaubt grundsätzlich auf der Empfängerseite die direkte Kompression und Demodulation der einlaufenden Chirp-Signale in das Basisband. Da aber die Realisierung geeigneter dispersiver Filter für die heute gängigen Sendefrequenzbänder noch auf erhebliche technische Schwierigkeiten stößt, wird in der hier vorliegenden Erfindung jede der dargestellten Empfängervarianten mit einer Eingangsstufe zur Umsetzung des Empfangssignals in die Zwischenfrequenzlage versehen. Wenn in absehbarer Zeit disperse Filter auch in den gewünschten höheren Trägerfrequenzlagen realisierbar sind, kann entsprechend die ZF-Stufe entfallen, ohne dass die übrigen erfindungsgemäßen Empfängerstrukturen davon berührt würden.

Zur Verarbeitung eingehender Chirp-Signale weist der erfindungsgemäße Transceiver empfängerseitig zunächst eine Umsetzeinrichtung (Mixer, Downconverter) auf, die die eingehenden Signale in die Zwischenfrequenzlage umsetzt. Das Zwischenfrequenzsignal wird anschließend an die Eingänge zweier komplementärer dispersiver Verzögerungsleitungen geführt, die in ihrer Frequenz-Gruppenlaufzeit-Charakteristik auf die Chirpsignal-Charakteristik des Senders abgestimmt sein müssen. Die an den Ausgängen der dispersiven Filter entstehenden komprimierten Impulse werden mit geeigneten Detektorschaltungen in das Basisband demoduliert, dort mit Schwellwertkomparatoren in Datenimpulse umgewandelt, die in den sich anschließenden digitalen Auswerteschaltungen des Empfängers verarbeitet werden können.

Während die Charakteristik der senderseitig erzeugten Chirp-Signale leicht programmierbar und auch veränderbar ist, ist die Empfangsvorrichtung auf den Einsatz dispersiver Filter (beispielsweise SAW-Filter), also auf das Vorhandensein verschiedener Hardware-Komponenten, angewiesen. Da aber mit Ausnahme der dispersiven Filter die gesamte Empfänger-Hardware unverändert bestehen bleibt, kann auch der Empfänger leicht, etwa beim Abgleich, oder in Service-

Einsätzen auf ein neu gewähltes Sende-Chirpsignal abgestimmt werden. Wenn die dispersiven Filter beispielsweise steckbar mit der Empfangsvorrichtung verbunden werden, und leicht ausgetauscht werden können, dann kann man aus gutem Grund auch von einer Hardware-Programmierung des Empfängerteils sprechen.

Sendeeinrichtung und Empfangsvorrichtung des erfindungsgemäßen Transceivers sind also für die Übertragung von Chirp-Signalen wählbarer Chirpcharakteristik komfortabel programmierbar.

Eine der Betriebsarten des beschriebenen Transceivers ist die Datenübertragung mit Hilfe von Faltimpulsen. Der besondere Vorteil dieser Betriebsart ist der geringe Speicherbedarf zur Ablage der Chirp-Sequenzen und der einfache Hardware-Aufbau des Sendeteils.

Ein Faltimpuls entsteht durch die Überlagerung eines Upchirp- und eines zeitgleich erzeugten Downchirp- Impulses. Durch die Wahl eines geeigneten Phasenversatzes zwischen Up- und Downchirp-Impuls können Faltsignale so generiert werden, dass die nach der empfängerseitigen Kompression in komplementären dispersiven Filtern entstehenden Trägerfrequenzimpulse zwar stets die gleiche Hüllkurve besitzen, aber im Fall der „positiven“ Faltimpulse die gleiche Trägerphase besitzen und im Fall der „negativen“ Faltimpulse einen Phasenversatz von 180° aufweisen.

Faltimpulse sind im Empfänger besonders leicht zu demodulieren. Prinzipiell besteht die Möglichkeit, eine direkte Demodulation aus dem Übertragungsfrequenzband in das Basisband vorzunehmen. Dabei können Upchirp- und Downchirp-Anteile durch komplementäre dispersive Filter geeigneter Frequenz/Laufzeit-Charakteristik wieder separiert werden. Am Ausgang der einen Delayline entsteht ein komprimierter Upchirp-Impuls, am Ausgang der komplementären Delayline entsteht ein komprimierter Downchirp-Impuls. Durch einfache Multiplikation beider komprimierten Signale erreicht man eine kohärente Demodulation ins Basisband. Die Impulsform entspricht einem quadrierten  $\sin(x)/x$  - Impuls, mit positiver Auslenkung im Fall eines gesendeten positiven Faltimpulses und mit negativer Auslenkung im Fall eines negativen Faltimpulses.



Die beschriebene direkte Demodulation von Faltsignalen in das Basisband setzt allerdings das Vorhandensein dispersiver Filter für den Betrieb in Sendefrequenzlage (beispielsweise im ISM-Band um 2.4 GHz) voraus. So lange diese Filter noch nicht oder nur mit unverhältnismäßig hohem Aufwand hergestellt werden können, kann die Demodulation erst nach Überführung des Empfangssignals in die ZF-Lage erfolgen.

Voraussetzung für eine erfolgreiche Demodulation der Faltimpulse im Empfänger ist die möglichst gute Kongruenz der Hüllkurven der komprimierten Impulse im Empfänger.

Diese Kongruenz kann nur dann auftreten, wenn die Mittenfrequenz des empfangenen und in die ZF-Lage herabgemischten Signals mit der Mittenfrequenz der beiden komplementären dispersiven Delaylines möglichst gut übereinstimmt.

Bei einer üblichen Quarzstabilisierung von Sende- und Empfangs-LO kann aber bereits ein so hoher Frequenzversatz auftreten, dass die Demodulation von Faltimpulsen unmöglich wird. Wegen der komplementären Frequenz-Gruppenlaufzeit-Charakteristik der Delaylines bewegen sich dann die Hüllkurven der beiden komprimierten Impulse auf der Zeitachse voneinander weg.

Es ergibt sich also die Notwendigkeit einer Trägerrückgewinnung aus dem empfangenen Chirp-Signal. Da die Demodulation der Faltsignale nicht im Basisband, sondern in der ZF-Lage stattfindet, muss ein lokaler Oszillator erzeugt werden, dessen Frequenz sich als Differenz aus der rückgewonnenen Trägerfrequenz und der bekannten Mittenfrequenz der Delaylines (also der verwendeten Zwischenfrequenz) ergibt.

Da im empfangenen Chirp-Signal die Trägerfrequenz (Mittenfrequenz) nur einer unter vielen Frequenzanteilen ist und sich in keiner Weise gegenüber den anderen auszeichnet, kommen zur Trägerrückgewinnung nur Methoden in Frage, die den Träger aus einem reinen Zweiseitenbandsignal extrahieren können.

Aus der Literatur [K.D. Kammeyer : Nachrichtenübertragung S.424 - 428, 2. Auflage 1996, Teubner Stuttgart] bekannt sind in diesem Zusammenhang Prinzipien,

die auf der Frequenzvervielfachung phasenmodulierter Empfangssignale beruhen. Aus dem entstandenen Frequenzgemisch kann dann die  $n$ -fache Trägerfrequenz schmalbandig ausgefiltert und heruntergeteilt werden, der gewünschte Referenzträger wird mit Hilfe eines Phasenregelkreises erzeugt. Diesen Verfahren gemein ist, dass, abhängig von der Zustandsanzahl  $n$  der Phasenmodulation das Empfangssignal ( $1/n$ )-mal quadriert werden muss, um die  $n$ -fache Trägerfrequenz abzuleiten.

Der Nachteil dieser Methoden besteht darin, dass eine mehrfache Produktbildung des Empfangssignals nur mit sehr hohem technischen Aufwand ausgeführt werden kann, bei geläufigen Übertragungsbändern (etwa dem ISM-Band), erreichen die dabei entstehenden Frequenzen schnell eine derartige Höhe, dass die Verarbeitung (beispielsweise das Herunterteilen) in Phasenregelkreisen nur schwer zu verwirklichen ist. Gegen den Einsatz dieser Verfahren spricht außerdem noch ein gewichtiger Grund. Für Chirpsignale lässt sich keine begrenzte Zahl an Phasenzuständen angeben, eine Quadratur des Empfangssignals müsste also theoretisch unendlich oft stattfinden, um zu einer auswertbaren Trägerfrequenz zu gelangen.

Eine weitere technisch geläufige Methode der Trägerrückgewinnung ist der Einsatz einer Costas-Regelschleife. Die Trägerregelung mit der Costas-Schleife beruht darauf, dass das empfangene Signal mit Hilfe eines I/Q-Demodulators in das Basisband umgesetzt wird, die Demodulatorausgangssignale tiefpassgefiltert und anschließend miteinander multipliziert werden, um auf diese Weise ein Regelkriterium für die Phase des Referenzträgers zu erhalten. Mit dem Produktsignal kann unmittelbar der VCO angesteuert werden, der die Referenzfrequenz erzeugt.

Für die Trägerregelung in Chirp-Übertragungssystemen eignet sich dieses Verfahren nicht, da die demodulierten Signale im Basisband keine konstanten, sondern gechirpte Signale mit völlig unterschiedlichem Phasenverlauf sind, so dass aus einem Phasenvergleich keine Rückschlüsse auf die Phase des Referenzträgers gezogen werden können.

Die bisher bekannten Verfahren zur Trägerrückgewinnung sind offensichtlich für den Einsatz bei der Übertragung von Faltsignalen ungeeignet. Es galt ein Verfahren zu finden, das sich auf Chirp-Übertragungsverfahren anwenden lässt, und das einen lokalen Oszillator so erzeugt und stabilisiert, dass Faltimpulse empfangen und sicher demoduliert werden können.

Diese Forderung ist mit einer Anordnung nach Anspruch 20 erfüllt.

Beispielhaft dargestellt ist diese Anordnung in Fig. 3.

Dabei handelt es sich um eine Empfängereinrichtung, die das eintreffende RF-Empfangssignal zunächst mit einer Umsetzvorrichtung, beispielsweise einem Mixer, in eine geeignete ZF-Lage umsetzt und anschließend den Eingängen dispersiver Verzögerungsleitungen komplementärer Frequenz-Gruppenlaufzeit-Charakteristik zuführt. Die Ausgangssignale der Delaylines werden mit Detektorstufen in das Basisband demoduliert und anschließend mit Schwellwertkomparatoren in Rechteckimpulse umgewandelt. Diese Rechteckimpulse werden einem Phasendetektor zugeführt, auf den ein Regler folgt. Dessen Ausgangssignal beeinflusst einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), mit dem der lokale Oszillator (LO) des Systems erzeugt wird.

Liegen am Empfängereingang Faltimpulse an, dann entstehen an den Ausgängen der komplementären Delaylines komprimierte Chirpimpulse, deren zeitlicher Versatz ein Maß für die Abweichung der ZF-Mittenfrequenz von der Mittenfrequenz der Delaylines darstellt, und der als Regelkriterium für die Frequenz des Referenzträgers (LO) herangezogen werden kann.

Der Phasendetektor prüft auf Kongruenz der demodulierten komprimierten Impulse, seine Ausgangsspannung variiert in Größe und Polarität je nach dem festgestellten zeitlichen Versatz der Impulse. Der nachfolgende Regler verändert die Stellspannung des VCO's, bis die Hüllkurven der komprimierten Chirp-Impulse übereinanderliegen. Der Regelkreis ist eingerastet und die Voraussetzung für die multiplikative Demodulation der Faltsignale ist gegeben.

Damit erfolgt eine Frequenzsynchronisation nicht, wie in den bekannten Verfahren üblich, zwischen Trägerfrequenz des Empfangssignals und Referenzträger (LO), sondern zwischen ZF-Signal und Charakteristik der dispersiven Filter. Das System synchronisiert sich nicht auf ein empfangenes Trägersignal, sondern es synchronisiert umgekehrt das empfangene Signal auf eine systemeigene Referenz, die Mittenfrequenz der komplementären dispersiven Gruppenlaufzeitfilter.

Das einlaufende Signal wird in ZF-Lage so weit in der Frequenz verschoben, bis seine Mittenfrequenz und die Mittenfrequenz der dispersiven Filter übereinanderliegen. Das heißt, dass das System auch Änderungen der Filtermittenfrequenz durch Erwärmung, Alterung oder andere Einflüsse in einfacher Weise ausregelt.

Um die Empfängereinrichtung zu synchronisieren, kann einer Datenfolge eine Präambel aus Faltimpulsen vorangestellt werden, die speziell dem Einschwingen des Frequenzregelkreises dient. Die erreichte Synchronisation wird auch bei der anschließenden Übertragung der Datenimpulse aufrechterhalten, dabei ist es unerheblich, ob positive oder negative Faltimpulse oder längere Folgen gleicher Polarität empfangen werden. Werden mit der dargestellten Empfängeranordnung burstweise auftretende Faltimpulse empfangen, dann muss jedem Datenburst erneut eine Präambel zur Synchronisation vorangehen.

In einer speziellen Ausprägung der Erfindung wird vor der Übertragung eines Datenbursts zunächst eine Präambel aus Faltimpulsen übertragen, bei Erreichen des eingerasteten Zustands wird die VCO-Stellspannung mit einem Sample&Hold-Glied abgetastet und für die Dauer des Datenbursts festgehalten.

Die Struktur der Empfängereinrichtung (siehe Fig. 3) erlaubt sowohl den Empfang von Faltsignalen als auch von einfachen Chirp-Signalen (z.B. Upchirp/Downchirp). Für den letzteren Fall kann der beschriebene Regelkreis abgeschaltet werden. Es ist dann ausreichend, eine einfache PLL-Schaltung mit Quarzreferenz zur Erzeugung des lokalen Oszillators einzusetzen.

In einer weiteren Ausprägung der Erfindung wird einer Datenfolge, die aus Upchirp-Impulsen (logisch HIGH) und Downchirp-Impulsen (logisch LOW) besteht, eine Präambel aus Faltimpulsen vorangestellt, die zur Frequenzsynchronisation

dient, nach dem Einrasten des Frequenzregelkreises wird die VCO-Stellspannung abgetastet und für die Dauer des Datenbursts festgehalten. In diesem Fall muss für den Empfang einfacher Chirpsignale keine zusätzliche quarzstabilisierte PLL-Schaltung zur Erzeugung des lokalen Oszillators vorgesehen werden.

Eine weitere Ausprägung der Erfindung ist eine automatische Frequenzregelung für ein Upchirp/Downchirp – Übertragungssystem, beispielhaft dargestellt in Fig. 4. Dabei werden in einer Präambel eine Reihe von einander abwechselnden Upchirp- und Downchirp-Impulsen übertragen. An den Eingängen des Phasendetektors erscheinen dann im Symboltakt Rechteckimpulse, die von Eingang zu Eingang zeitlich versetzt sind. Im eingeschwungenen Zustand, also bei hergestellter Synchronisation, beträgt dieser Versatz genau eine halbe Symbolperiode, also  $180^\circ$ . Der Phasendetektor wird für diesen Fall so ausgelegt, daß sein Ausgangssignal in Größe und Polarität die augenblickliche Phasenverschiebung widerspiegelt und entsprechend im eingerasteten Zustand verschwindet. Dann kann der in Fig.4 dargestellte Frequenzregelkreis auch zur Frequenzregelung von Up/Down-Chirpsystemen verwendet werden. Zunächst gilt das nur für die vorangestellte Präambel. Für die Dauer der sich anschließenden Datenfolge muß das VCO-Eingangssignal wieder auf den Spannungswert des eingerasteten Zustands geklemmt werden.

Für Übertragungssysteme, die wahlweise zur Übertragung von Up/Down-Chirpsignalen oder Faltsignalen verwendet werden, kann dann der Phasendetektor umschaltbar ausgeführt werden, so dass beide Übertragungsarten mit dem selben Frequenzregelkreis arbeiten können.

Für Up/Downchirp-Übertragungssysteme kann die beschriebene Frequenzregelung nur eingesetzt werden, wenn mindestens bis zum Einrasten abwechselnd Up- und Downchirpsymbole empfangen werden, beispielsweise innerhalb einer dem Datenburst vorangestellten Präambel. Das sich anschließende Datensignal ist in aller Regel durch die unregelmäßige Abfolge von Upchirp-Signalen (beispielsweise logisch HIGH) und Downchirp-Signalen (im Beispiel entsprechend logisch LOW) charakterisiert. Dazu gehören auch längere Impulsfolgen der gleichen Polarität.

Bei bekannter Symbolperiode ist es aber möglich, in beiden Zweigen zwischen zwei Symbolen der gleichen Polarität, die um mehr als eine Periode zeitlich versetzt sind, die fehlenden Symbole als Dummy-Symbole einzufügen. In Fig.4 ist dem Phasendetektor zu diesem Zweck ein Block „Restore Sequence“ vorgeschaltet. Die damit in beiden Zweigen erzeugten ununterbrochenen Symbolfolgen werden dann dem Phasendetektor zugeführt, der übrige Regelkreis arbeitet in der bekannten Weise. Voraussetzung für dieses Verfahren ist, dass die zeitlichen Abstände gleichartiger Symbole nicht zu hoch ausfallen. Um das zu gewährleisten, können die Symbolfolgen im Sender vor der Übertragung entsprechend gescrambelt werden, mit dem Ziel, daß die Anzahl aufeinanderfolgender Symbole gleicher Polarität einen festgelegten Wert  $k$  nicht überschreitet.

Verfügt das Up/Downchirp-Übertragungssystem über einen Empfänger nach Fig. 4, dann kann die innerhalb einer Präambel hergestellte Frequenzsynchronisation auch während der sich anschließenden Übertragung beliebig langer Datenfolgen aufrechterhalten werden.

Die Übertragung digitaler Datenfolgen setzt auf Empfängerseite nicht nur eine Frequenzsynchronisation, sondern in der Regel auch eine Taktsynchronisation voraus. Dabei geht es darum, den Symboltakt aus dem Empfangssignal frequenz- und phasenrichtig abzuleiten. Technisch geläufige Verfahren sind die Taktableitung mit Synchrondemodulator für frequenzmodulierte Signale oder die Taktrückgewinnung aus den demodulierten Basisbandsignalen, bei der die tiefpassgefilterten Basisbandsignale summiert werden und anschließend aus dem Summensignal mit einem Bandpaß die Taktfrequenz ausgefiltert wird. Wieder andere Verfahren sehen für die Taktrückgewinnung eine eigene PLL-Schaltung vor.

Dieses Verfahren ist gemeinsam, dass sie nur mit relativ hohem schaltungstechnischen Aufwand realisiert werden können. Für einen integrierten Transceiver-Schaltkreis, dessen Funktionalität bei geringst möglicher Stromaufnahme und geringst möglichem Bedarf an Chipfläche gesichert werden soll, kommen derart komplizierte Strukturen zur Taktrückgewinnung nicht in Frage. Die Aufgabe bestand darin, eine Lösung zur Taktableitung zu finden, die auf den vorhandenen Strukturen zum Chirpsignalempfang aufsetzt, die sich funktionell direkt aus der

Chirpsignal-Demodulation ergibt und die mit minimalem zusätzlichem Aufwand eine sichere Rekonstruktion des Systemtakts zulässt.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß mit einem Transceiver nach Anspruch 32 gelöst.

Mit dem erfindungsgemäßen Transceiver ist es möglich, Datenfolgen, bestehend aus Upchirp/Downchirp - Impulsen oder Datenfolgen aus Faltimpulsen zu senden und auf Empfängerseite asynchron zu demodulieren.

Fig. 5 stellt eine Empfängervorrichtung für die Up/Down-Chirp-Übertragung mit anschließender Taktableitung dar.

Die am Empfängereingang eintreffenden Chirpsignale werden zunächst in die ZF-Lage umgesetzt, mit komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen automatisch und asynchron komprimiert und mit Detektorschaltungen in das Basisband demoduliert.

Die an den Ausgängen der sich anschließenden Schwellwertkomparatoren entstehenden Rechteckimpulse müssen nur noch durch ein geeignetes logisches Glied (beispielsweise ein EXCLUSIV ODER – Gatter) miteinander verknüpft werden, um den Symboltakt abzuleiten. Der Symboltakt (CLOCK) wird dem Takteingang eines JK-Flipflops zugeführt, die Eingänge J und K sind entsprechend mit den Komparatorausgängen verbunden. Auf diese Weise wird der Ausgang Q (DATUM) des Flipflops mit jedem Taktimpuls für die Dauer einer Periode auf den aktuellen logischen Zustand (beispielsweise Upchirp = LOW und Downchirp = HIGH ) gesetzt.

Der besondere Vorteil des dargestellten Verfahrens zur asynchronen Ableitung des Symboltakts liegt darin, dass die Empfängereinrichtung jeder senderseitigen Änderung der Symbolrate und also des Symboltakts unmittelbar folgt, ohne dass spezielle Umschaltprozeduren oder Neuinitialisierungen im Empfänger nötig sind. Damit wird erstmalig eine gleitende Variation der Datenrate eines Übertragungssystems möglich.

Im Fall der Übertragung von Faltimpulsen lässt sich der Symboltakt, den eingeschwungenen Zustand der Frequenzregelung vorausgesetzt, prinzipiell auf die gleiche Weise ableiten.

Fig. 6 stellt eine Empfangseinrichtung für die Faltimpulsübertragung dar.

Die Eingangsschaltung der Empfangseinrichtung besteht wieder aus einem Umsetzer und den beiden dispersiven Filtern. Zur Demodulation der Faltimpulse selbst werden die Ausgangssignale beider Delaylines direkt miteinander multipliziert, wobei ein bipolares Basisbandsignal entsteht. Eine Variante zur Ableitung des Symboltakts ist die Zweiweggleichrichtung dieses Basisband-Signals und die anschließende Bewertung mit einem Schwellwertkomparator. Dessen Ausgangssignal führt ebenfalls den Symboltakt (CLOCK).

Eine weitere Variante der Taktableitung für Faltimpulse ist in Fig. 7 dargestellt.

Diese Schaltung macht sich den Umstand zunutze, daß beim Empfang von Faltimpulsen und im eingeschwungenen Zustand der Frequenzregelung die Komparatorausgangssignale in beiden Zweigen gleichermaßen den Symboltakt führen, so daß man sich bei der Taktableitung auf einen der Zweige beschränken kann. Zur Erhöhung der Störsicherheit ist es vorteilhaft, beide Komparatorausgangssignale über ein logisches UND-Glied zu verknüpfen. Am Ausgang dieses UND-Gliedes liegt der Systemtakt (CLOCK) an.

Eine weitere Variante der Taktableitung für Faltimpulse ist in Fig. 8 dargestellt.

Fig. 8 zeigt zunächst die Eingangsschaltung zur Demodulation von Faltsignalen (Mischer, dispersive Filter, Multiplizierer). Voraussetzung für die Taktableitung in der gezeigten Empfangseinrichtung ist der eingeschwungene Zustand der Frequenzregelung.

Zur Demodulation der Faltimpulse selbst werden die Ausgangssignale beider Delaylines direkt miteinander multipliziert, wobei ein bipolares Basisbandsignal entsteht. Dieses Signal wird an zwei Schwellwertkomparatoren mit je einem positiven und einem negativen Schwellwert verglichen. Die Ausgangssignale der



Komparatoren werden über ein logisches ODER-Glied miteinander verknüpft, um den Systemtakt (CLOCK) abzuleiten. Am Ausgang Q des JK-Flipflops kann entsprechend das aktuelle Datum abgegriffen werden.

Der erfindungsgemäße Transceiver erlaubt es in beiden Betriebsarten, auf Empfängerseite ein Gating der Komparatorausgangssignale vorzunehmen. Dieses Gating stellt auf den Betriebsfall mit fester, bzw. dem Empfänger bekannter Symbolrate ab. Es werde weiterhin ein Schaltungsteil zur Taktableitung vorausgesetzt.

In Fig. 9 ist eine Variante des Gating dargestellt, die im Transceiver verwendet wird. Fig. 10 zeigt beispielhaft die zugehörigen Signale.

Fig. 9 zeigt in schematischer Darstellung zunächst einen Schalter, der über den Block „Zeitsteuerung“ betätigt wird. Das CLOCK-Signal g8 ist in einer vorgeschalteten Stufe zur Taktableitung erzeugt worden. Mit dem Signal g9 wird der Schalter geöffnet und geschlossen. Wie in Fig. 10 gezeigt, ist der Schalter in der Ruheposition zunächst geschlossen. Der erste eintreffende Symboltaktimpuls wird von der Zeitsteuerung erkannt und löst nach einer kurzen zeitlichen Verzögerung (gesteuert über das Signal g9) das Öffnen des Schalters und damit die Blockade weiterer Impulse aus, die innerhalb eines bestimmten Intervalls liegen, das kleiner ist als eine Symbolperiode. Nach Ende des Blockadeintervalls wird der Schalter wieder geschlossen. Der nächste (erwartete) Symboltaktimpuls kann passieren und löst erneut die Blockade aus.

Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, dass Störimpulse, die innerhalb eines Symbolintervalls auftreten, unterdrückt werden. Diese Variante ist besonders für das Anschwingen des Systems geeignet. Löst etwa nach Aktivierung das Systems ein Störimpuls unerwünscht zuerst die Blockade aus, dann wird bereits nach einer Zeit, die kürzer ist als eine Taktperiode, das Gate wieder geöffnet. Das System verbleibt nicht im blockierten Zustand und kann bereits den kommenden Symboltaktimpuls verarbeiten.

Ein Ausführungsbeispiel für diese Anordnung zeigt Fig. 11.

Hier übernimmt ein logisches UND-Glied die Funktion des Schalters, und ein Monoflop bestimmt die Länge des Blockadeintervalls.

Eine besondere Ausprägung des erfindungsgemäßen Gatings besteht darin, dass ein Blockadeintervall variabler Länge verwendet wird. In der Phase des Einschwingens der Empfangsvorrichtung etwa kann das Blockadeintervall besonders kurz sein, im eingeschwungenen Zustand kann umgeschaltet werden auf ein längeres Blockadeintervall, das im Extremfall nur wenig kürzer ist, als die Symboldauer selbst.

Eine weitere Ausprägung besteht darin, dass ein Symboltaktimpuls das Gate für die Dauer eines Blockadeintervalls schließt, anschließend für die Dauer eines Öffnungsintervalls (innerhalb dessen der nächste Symboltaktimpuls erwartet wird) öffnet und anschließend wieder für die Dauer eines Blockadeintervalls schließt – ein Vorgang, der sich fortdauernd wiederholt. Diese Variante eignet sich für den Betrieb im eingeschwungenen Zustand.

Wird von der Empfangseinrichtung des Transceivers ein Chirp-Impuls empfangen, in die ZF-Lage umgesetzt und komplementären dispersiven Filtern zugeführt, dann entsteht nicht nur ein komprimierter Impuls am Ausgang eines der beiden Filter, sondern zusätzlich auch ein gedehnter Chirp-Impuls am jeweils komplementären Chirp-Filter. Die gedehnten Chirp-Impulse erscheinen in jedem der beiden Zweige als systemeigene Störsignale, die bei der Detektion und der anschließenden Diskrimination berücksichtigt werden müssen. Nach der Demodulation in das Basisband werden in jedem Pfad die detektierten Signale mit einem Schwellwert verglichen. Der beschriebene Effekt verlangt, dass sich der Schwellwert des Komparators stets im Bereich zwischen den Scheitelwerten des gedehnten Impulses und des komprimierten Impulses befindet. Bereits dadurch wird die Dynamik der Signaldetektion begrenzt. Zusätzlich soll das Empfangssystem auch auf Leistungsänderungen am Detektoreingang reagieren können. Diese Leistungsänderungen betreffen das gedehnte und das komprimierte Signal gleichermaßen und führen zu Amplitudenschwankungen des detektierten Signals. Arbeitet man mit einem festen Schwellwert, dann stößt man, wenn sich die Amplitude der einlaufenden Signale ändert, sehr schnell an die Detektionsgrenzen.

Es galt also eine Vorrichtung zur Bestimmung der Schwellwerte zu finden, die einerseits auf die Charakteristik des Chirp-Signal-Empfangs abgestimmt ist, die aber andererseits auch auf Leistungsänderungen des Eingangssignals reagieren kann.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß mit einer Anordnung nach Anspruch 41 gelöst.

In Fig. 12 ist eine erfindungsgemäße Empfangseinrichtung dargestellt.

Das eintreffende Empfangssignal wird zunächst in die ZF-Lage umgesetzt und den Eingängen zweier komplementärer dispersiver Filter zugeführt. Die komprimierten Chirp-Impulse am Ausgang jedes der beiden Filter werden in beiden Zweigen einem Hüllkurvendetektor, einem Mittelwertdetektor und einem Spitzenwertdetektor zugeführt. Aus den Ausgangssignalen von Mittelwertdetektor und Spitzenwertdetektor wird ein Schwellwert für den sich anschließenden Komparator abgeleitet. Der Schwellwert kann variabel einen beliebigen Wert zwischen Spitzen- und Mittelwert des detektierten Signals annehmen. In einer besonderen Ausprägung der Erfindung ist die Position des Schwellwertes innerhalb dieses Intervalls digital steuerbar. Mit den so in beiden Zweigen erzeugten Schwellwerten werden die Ausgangssignale der Hüllkurvendetektoren verglichen. An den Ausgängen der beiden Komparatoren stehen die Signale COMP\_UP und COMP\_DOWN zur digitalen Weiterverarbeitung bereit.

Für den Fall, dass keine Empfangssignale anliegen, muss der Schwellwertkomparator die höchstmögliche Empfindlichkeit bieten, das Grundrauschen der Empfangereinrichtung darf aber nicht zum Schalten des Komparators führen. Deshalb wird in einer besonderen Ausprägung der Erfindung die untere Grenze des Schwellwerts so festgelegt, dass der Schwellwert im Ruhezustand (im Zustand der Empfangsbereitschaft) stets höher ist als das Detektionssignal des Grundrauschens der Empfangereinrichtung. Zu diesem Zweck wird dem aus Mittelwert und Spitzenwert gebildeten Schwellwert in beiden Zweigen eine Spannung  $U_{\min}$  addiert, womit erreicht wird, dass der Schwellwert am Komparatoreingang stets höher ist als die Rauschamplitude am Detektorausgang.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der Transceiver mit der erfindungsgemäßen Kombination aus Detektor und Komparator mit adaptiver Schwelle die Schwellwerte der Amplitudendiskrimination so festlegt, dass auch bei Leistungsänderungen des Signals am Detektoreingang eine sichere Detektion von komplementären Chirp-Signalen möglich ist.

Der NANONET – Transceiver, dessen Blockschaltbild in Fig. 14 dargestellt ist, ist in der hier vorteilhaften Variante als hoch integrierter Schaltkreis dargestellt, der für die Übertragung digitaler Datenfolgen vorgesehen ist, und der auf kleinstem Raum einen vollständigen Sender (vom Digitaleingang bis zum RF-Leistungsverstärker), einen kompletten analogen Empfänger (vom Antenneneingang bis zum Ausgang für die demodulierten und digitalisierten Empfangsdaten), eine programmierbare analoge und eine programmierbare digitale Steuereinrichtung enthält.

Die analoge Steuereinrichtung besteht aus Power-Management, Analog/Digital-Wandlern, Stromquellen, Batterie-Ladungsüberwachung, Alarmsignalisierung und anderen Komponenten. Alle wesentlichen Funktionen dieses Funktionsblocks können von der Anwendungssoftware initialisiert und gesteuert werden.

Die programmierbare digitale Steuereinrichtung, die mit externen Mikrocontrollern über ein Serial Peripheral Interface (SPI) kommuniziert, stellt verschiedene Steuerungsfunktionen für den Analogteil des IC bereit. Darüber hinaus übernimmt dieser Block bereits wichtige Funktionen des Protokoll-Stacks bis hin zum MAC-Layer, zu Error Correction, Echtzeituhr, Wake-up-management, Interrupt-Anforderungen, automatische Erzeugung von Acknowledge-Signalen und weiteren Aufgaben. Alle Funktionen dieses Blocks werden über die Anwendungssoftware auf einem externen Mikrocontroller initialisiert und gesteuert.

Im folgenden wird eine kurze Beschreibung des Blockschaltbilds in Fig. 14 gegeben:

Sender (TX):

Ein wichtiger Anwendungsfall für den NANONET Transceiver ist die Aufnahme analoger Sensordaten, ihre Umwandlung in Digitalsignale und die Übertragung dieser digitalen Daten über die Luftschnittstelle zu einem Empfänger. Zur Aufnahme der Sensordaten in mehreren Kanälen dient das *Analogue Sensor Interface* (1), zusätzlich stellt dieses Modul eine Stromquelle zur Versorgung der angeschlossenen Sensoren bereit. Durch die Anwendungssoftware wird das Auslesen der angeschlossenen Sensoren gestartet, die Sensordaten werden vom *Analogue Sensor Interface* A/D-gewandelt und zum *Block Control Registers* (x) des Digitalteils übertragen. Über die dargestellten Leitungen DiO1,... DiO4 können die Sensordaten an die Applikation übergeben werden.

Kernstück des Sendeteils ist der *I/Q-Modulator* (2). Abhängig vom gewählten Übertragungsmodus werden die zu übertragenden digitalen Symbole in dem *Block Pulse Sequence* (3) auf vorgespeicherte Bitsequenzen abgebildet, die den Realteil und den Imaginärteil des Sendesignals im Basisband repräsentieren. Diese Bitsequenzen werden mit den Tiefpassfiltern (3) und (4) bandbegrenzt und den Eingängen des *I/Q-Modulators* (2) zugeführt. Das Trägersignal für den *I/Q-Modulator* wird in dem *Block Frequency Synthesisation* (5) erzeugt. Dieser Frequenzsynthesizer erzeugt wahlweise den Träger für die senderseitige Direktmodulation in das Sendefrequenzband oder den Träger für die empfängerseitige Abwärtsmischung in die ZF-Lage. Der Analogschalter (6) wird von dem Signal RX/TX gesteuert und nimmt die Trägerumschaltung zwischen Sende- und Empfangsbetrieb vor.

Das Ausgangssignal des *I/Q-Modulators* (2) wird einer Vorverstärkerstufe (7) und anschließend dem *Power Amplifier* (8) zugeführt. Die Ausgangsleistung des *Power Amplifiers* kann vom Digitalteil über den *Block Power Control* (9) gesteuert werden. Über das Signal RX/TX kann der *Power Amplifier* für die Dauer der Empfangsperiode abgeschaltet werden.

Im Blockschaltbild auf Senderseite sind zusätzlich noch ein interner Oszillator OSC (10), vorbereitet für den Anschluß eines externen Quarzes, und *Battery Management* (11) zur Überwachung des Ladezustands der Batterie, dargestellt.

### Empfänger (RX):

Das Empfangssignal einer angeschlossenen Antenne wird in den *Low Noise Amplifier (LNA)* (12) eingekoppelt. Der LNA kann für die Dauer der Sendeperiode mit dem Signal RX/TX abgeschaltet werden. Seine Verstärkung wird von dem Block AGC (13) gesteuert. Auf den LNA folgt der *Downmixer* (14), der das empfangene Signal in die Zwischenfrequenzlage umsetzt. Der nachgeschaltete Verstärker (15) ist wie der LNA in die automatische Verstärkungsregelung (AGC) einbezogen. Sein Ausgangssignal wird aus dem Transceiver ausgekoppelt.

Der Schaltkreis ist so vorbereitet, dass an den ZF-Verstärker (15) extern unmittelbar ein SAW-Bauelement angeschlossen werden kann, das aus zwei dispersiven Verzögerungsleitungen mit komplementärer Gruppenlaufzeitcharakteristik besteht. Die Ausgangssignale beider Verzögerungsleitungen werden an den Eingängen der mehrstufig geregelten Verstärker (16) und (17) in das IC eingekoppelt.

Zur Demodulation dieser in das Basisband schließen sich an die Eingangsverstärker (16) und (17) in der Schaltung je eine Detektorstufe (18) bzw. (19) und nachgeschaltete Tiefpassfilter (20) bzw. (21) an.

Auf die beiden Tiefpassfilter folgen je ein Schwellwertkomparator (22) bzw. (23). Die Schwellwerte für beide Komparatoren sind adaptiv und werden in dem Block *Threshold* (24) aus den TP-Ausgangssignalen selbst bestimmt.

Die Komparator-Ausgangssignale werden im Digitalteil, dort zunächst im *Bit Decoder*, weiterverarbeitet.

Zur Demodulation von Faltimpulsen steht im Empfangsteil ein Multiplizierer (25) zur Verfügung, mit dem die Ausgangssignale der dispersiven Filter multipliziert werden. Auf den Multiplizierer folgen eine Verstärkerstufe 26 und zwei Schwellwertdetektoren (27) und (28) zur Detektion der bipolaren Faltsignale. Die Schwellwerte für beide Komparatoren werden adaptiv innerhalb des Blocks *Threshold* (24) bestimmt.

Die Ausgangssignale der beiden Komparatoren werden im Digitalteil weiter verarbeitet.

Das Microcontroller-Interface (29) dient der Übertragung der Sende- und Empfangsdaten sowie von Steuerinformationen zwischen externen Mikrocontroller und dem Transceiver-Chip. Weiterhin synchronisiert es die Datenkommunikation zwischen beiden Bausteinen.

Der FIFO (30) puffert empfangene oder zu sendende Daten und realisiert die zeitliche Entkopplung der Prozesse im Transceiver-Chip und dem externen Mikrocontroller.

Die MAC-State-Machine (31) steuert analoge und digitale Blöcke je nach eingesetztem Zugriffs-verfahren (CSMA/CA, TDMA), steuert den Ablauf der Sende- und Empfangsprozesse und wertet empfangene Protokollinformationen (Paket-Typ, automatischer Zieladressenvergleich, Ermittlung der Paketlänge etc.) aus.

Die zu sendenden oder empfangenen Daten werden in der Digital-Bit-Processing-Unit (32) verarbeitet (Rahmensynchronisation, Prüfsummen-Generierung und -kontrolle, Vorwärtsfehlerkorrektur, Ver-/Entwürfelung, optional Ver-/Entschlüsselung).

Die vom Analogteil empfangen Symbole werden vom Bit-Detector (33) detektiert und die Bitsynchronisation wird vorgenommen.

Das Power-Management (34) schaltet externe und interne Stromversorgungen ab (Stromsparmodus) und durch interne Ereignisse gesteuert (Wake-Up-Timer, Battery-Management) wieder zu.

Das Microcontroller-Management (35) deaktiviert die Stromversorgung sowie sämtliche Anschlüsse zum externen Microcontroller. Nach Zuschalten der Stromversorgung durch das Power-Management wird hier das Hochfahren des Microcontrollers gesteuert.

Die Real-Time-Clock (36) beinhaltet eine Echtzeituhr, die für die Steuerung des Zugriffsverfahrens (TDMA) und des Stromsparmodus verwendet wird. Weiterhin dient sie zur Zeiterfassung für Anwendungen. Der Wake-Up-Timer speichert den Zeitpunkt zum Verlassen des Stromsparmodus für das Power-Management.

Die analogen Blöcke des Transceivers werden über die Control-Registers (37) gesteuert oder abgefragt. Die DiOs (digital input / output) stellen ein digitales Sensor-Aktor-Interface dar.

Zum Empfang von Chirp-Signalen werden bislang regelmäßig entsprechende externe SAW (Surface Acoustic Wave)-Bausteine eingesetzt. Die vorliegende Erfindung erlaubt es auch, den Chirp-Signal-Empfang und seine Detektion ohne entsprechende externe SAW-Bausteine durchzuführen.

Hierzu ist in Figur 15 gezeigt, dass das Chirp-Signal bei Empfang nach Durchgang durch einen differentiellen Komparator geht und das empfangene Signal in einem Schieberegister verarbeitet wird, welches mit einem entsprechenden exklusive- oder verschalteten Referenz-Schieberegister verbunden ist.

Ausgangsseitig kann auf diese Weise eindeutig ein Upchirp- wie auch ein Downchirp-Signal detektiert werden.

Durch den Einsatz des erfindungsgemäßen Ausgangskorrelators kann auf einen externen SAW-Baustein - Figur 16 - verzichtet werden, was den Empfänger sehr günstig und einfach macht.

Soweit in den Figuren die Bezeichnung DDDL verwendet wird, so ist dies eine "Digital Differential Dispersive Line".

Die Erfindung ist nicht allein auf den offenbarten Transceiver beschränkt, sondern auch der Chirp-Signal Empfang, wie er in Figur 15 und 16 offenbart ist, kann unabhängig von der Sendeeinheit des Transceivers realisiert werden.

Der vorbeschriebene Transceiver kann im ISM-Band bei etwa 2,4 GHz arbeiten. Für jedes übertragene Symbol wird dabei ein Chirp-Impuls mit einer Bandbreite



von 80 MHz (bei einem verwendeten Roll-Off-Faktor von 0,25 resultiert eine effektive Bandbreite von 64 MHz) ausgesandt. Damit ist das Transceiver-System ein echtes Breitbandsystem, mit allen erforderlichen Eigenschaften, wie z. B. der Unabhängigkeit gegen Störer.

Im Empfänger wird die Energie, die über den weiten Frequenzbereich von 80 MHz verteilt ist, wieder "eingesammelt", so dass ein sehr kurzer und hoher Impuls entsteht (sin x/x-Funktion). Dazu kann im Empfänger entweder ein externes SAW-Filter (surface acoustic wave) verwendet werden oder die Lösung, wie sie in Figur 15 und 16 beschrieben ist, so dass nur diejenigen Energieteile "aufeingestapelt" werden, die zum Chirp-Impuls gehören, während alle anderen (z. B. Störsignale) den Filter passieren. Das eigentliche Signal hebt sich dadurch klar vom Hintergrund ab. Diesen "Systemgewinn" kann man in weiten Grenzen frei wählen, indem man die Länge des Chirp-Impulses vergrößert oder verkleinert. Im vorbeschriebenen Verfahren ist eine Chirp-Impuls-Dauer von 1 µsec und eine effektive Bandbreite von 64 MHz (bei 18 db) ausreichend.

Mit dem vorbeschriebenen Verfahren und dem entsprechenden Transceiver ist selbst bei relativ hohen Frequenzen von 2,4 GHz ein Reichweite von 700 m im Freien, mehr als 50 m in Gebäuden (jeweils von einer Sendeleistung von 10 mW, der Obergrenze im ISM-Band) möglich. Die zur Verfügung stehende Kanalresource wird zu fast 100 % ausgenutzt.

Gleichzeitig benötigt das System extrem wenig Strom, etwa 5 mA im Anfangsbetrieb und 33 mA beim Senden von 10 mW. Grund dafür ist die weitgehend analoge Signalverarbeitung, die gänzlich ohne aufwendige Digitalsignalprozessoren zur Echounterdrückung auskommt.

Noch weniger ist aber ein geringer Stromverbrauch in den Ruhezeiten des Netzes (sleep-modus), da in der Regel nur sehr sporadisch Daten übertragen werden. Hier liegt das System mit einem Strom von weniger als einem µA schon an der Grenze des physikalisch Möglichen. Dadurch sind auch Batterielaufzeiten von mehreren Jahren erreichbar (die Batterie kann im Transceiver untergebracht sein).

Der beschriebene Transceiver-Chip kann in Silicium-Germanium-Technologie realisiert werden, aber auch in CMOS-Technologie.

Die besonderen Anwendungsmöglichkeiten des beschriebenen Transceivers bestehen in der Factory Automation, beispielsweise zur Überwachung von Maschinen. Ferner ist ein gutes Anwendungsgebiet die intelligente Zugangskontrolle mit drahtlosen Schlüsseln (z. B. Chip-Karten, aktive RFID), um Menschen, Tiere oder Güter drahtlos zu identifizieren. Im Vergleich zu passiven Systemen haben die aktiven RFID-Logistiktags eine höhere Reichweite und können darüber hinaus auch umprogrammiert werden. Ferner ist der Einsatz für Alarmsysteme sehr geeignet, insbesondere auch Alarmsysteme für Feuer oder Bewegung und es ist hierbei eine bidirektionale Kommunikation zwischen einem Transceiver und einem entsprechenden Chirp-Sensor möglich. Ferner ist auch eine Anwendung zur Vernetzung von Computern möglich, z. B. die Vernetzung zwischen einem Personal Computer und einem PDA oder zwischen einem Personal Computer und der Peripherie (Maus, Tastatur).

Wie in Figur 15 gezeigt, besteht das DDDL aus einem Eingabe-Schieberegister (input-shift register), der das Ausgangssignal eines differentiellen Komparators (differential comparator) erhält. Jede Zelle des Eingabe-Schieberegisters ist mit einem exklusiv ODER-Baustein verknüpft, welcher ferner mit dem Ausgang eines Speichers verbunden ist, welcher eine gespeicherte Referenz für ein Upchirp-Signal und/oder eine gespeicherte Folge eines Downchirp-Signals enthält. Die einzelnen Ergebnisse der Vielzahl von exklusiv ODER-Bausteinen werden summiert und dem Korrelatorausgang zur Verfügung gestellt. Das Summenergebnis wird in einem Komparatorbaustein für "UP" oder für "DOWN" verarbeitet und dann wird am Ausgang des Komparators das entsprechende Chirp-Signal detektiert und das Ergebnis zur Verfügung gestellt. Der Komparator erhält neben dem Ausgang des Korrelatorausgangssignals auch noch einen Threshold- (Schwellwert) Signal und gibt am Ausgang ein chirp-detected Signal aus, wenn das Vergleichsergebnis zwischen dem Korrelatorausgangssignal und dem Threshold-Signal entsprechend detektierbar ist.

### Ansprüche

1. Transceiver eines Übertragungssystems mit einer Einrichtung zur Erzeugung eines Chirp-Signals, wobei ein Speicher (RAM, ROM) vorgesehen ist, in welchem eine Vielzahl unterschiedlicher Chirp-Sequenzen abgelegt ist, die jeweils einzeln bzw. paarweise einem vorbestimmten Chirp-Signal entsprechen, wobei auf Abruf eine gewünschte einzelne Chirp-Sequenz bzw. ein Paar von Chirp-Sequenzen aus dem Speicher ausgelesen und mittels der Erzeugungseinrichtung, die bevorzugt einfach bzw. paarweise die Kombination aus Digital/Analog-Wandler und einem Tiefpass aufweist, ein vorbestimmtes Chirp-Signal erzeugt wird.
2. Transceiver nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die im Speicher abgelegten Chirp-Sequenzen abgetastete und bit-quantisierte Chirp-Signale im Basisband, in Originalfrequenzlage oder in ZF-Lage sein können, wobei die Bit-Quantisierung im Bereich von 1... n frei wählbar ist.
3. Transceiver nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass das (beliebige) Chirp-Signal ohne ein entsprechendes Chirp-Filter erzeugbar ist, wobei am Ausgang der Erzeugungseinrichtung zwei Signale I und Q ausgegeben werden, die dem Realteil und dem Imaginärteil des vorbestimmten Chirp-Signals im Basisband entsprechen.
4. Transceiver nach Anspruch 2, wobei am Ausgang der Erzeugungseinrichtung ein Signal ausgegeben wird, das dem vorbestimmten Chirp-Signal in Sendefrequenzlage entspricht.
5. Transceiver nach Anspruch 2, wobei am Ausgang der Erzeugungseinrichtung ein Signal ausgegeben wird, das dem vorbestimmten Chirp-Signal in Zwischenfrequenzlage entspricht.

6. Transceiver nach Anspruch 2, gekennzeichnet dadurch, dass zur Datenübertragung Faltimpulse, das heißt, Kombinationssignale, bestehend aus Upchirp-Impulsen und Downchirp-Impulsen, verwendet werden, wobei es sich hierbei um rein reelle Signale handelt, so dass zu ihrer Darstellung im Basisband nur eine einzige Chirp-Sequenz im Speicher abgelegt werden muss.
7. Transceiver nach Anspruch 3, wobei die Ausgangssignale I und Q der Erzeugungseinrichtung mittels eines I/Q-Modulators in das Sendefrequenzband umgesetzt werden.
8. Transceiver nach Anspruch 5, wobei das Ausgangssignal der Erzeugungseinrichtung mittels einer Modulations-einrichtung (beispielsweise eines Mischers, Modulators oder eines einfachen Multiplizierers) von der ZF-Lage in das Sendefrequenzband umgesetzt wird.
9. Transceiver nach Anspruch 6, wobei das am Ausgang der Erzeugungseinrichtung vorliegende Faltimpuls-Basisbandsignal mittels eines einzigen Modulati-onsgliedes (beispielsweise eines Mischers, Modulators oder eines einfachen Multiplizierers) einem reellen Trägersignal aufgeprägt und damit in das Sendefrequenzband umgesetzt wird.
10. Transceiver nach einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei Chirp-Signale unterschiedlichen BT-Produkts und/oder unterschiedlicher Zeit-Frequenz-Charakteristik im Speicher abgelegt sind und von dort abgerufen werden können.
11. Transceiver nach Anspruch 10, gekennzeichnet dadurch, dass abhängig von den Erfordernissen der Übertragung auf unterschiedliche der gespeicherten Chirpsequenzen zurückgegriffen werden kann.
12. Transceiver nach Anspruch 10, wobei das Umschalten auf andere Chirpsequenzen während der laufenden Übertragung erfolgen kann.

13. Transceiver nach Anspruch 1, gekennzeichnet dadurch, dass die benötigten Chirpsequenzen bei einem Prozess der Inbetriebnahme oder Initialisierung in den Speicher des Transceivers per Download übertragen und bei Bedarf auch durch Umprogrammieren ausgetauscht werden können.

14. Transceiver nach Anspruch 2, wobei die abgetasteten Chirpsignale vor der Quantisierung und der Ablage im Speicher zusätzlich mit wählbaren Filterfunktionen (beispielsweise mit einer cosinus-roll-off Charakteristik) gewichtet werden.

15. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die empfangerseitig einlaufenden Chirpsignale mit geeigneten dispersiven Filtern im Trägerfrequenzband komprimiert und anschließend direkt und asynchron in das Basisband demoduliert werden.

16. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die empfangerseitig einlaufenden Chirpsignale zunächst in Zwischenfrequenzlage umgesetzt, dann mit geeigneten dispersiven Filtern in ZF-Lage komprimiert und anschließend asynchron in das Basisband demoduliert werden.

17. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die Empfangervorrichtung durch den einfachen Austausch der verwendeten dispersiven Filter unter Beibehaltung aller anderen Empfängerkomponenten auf das senderseitig verwendete Chirp-Signal abgestimmt (= programmiert ) werden kann.

18. Transceiver, insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche, zur Erzeugung, Aussendung und zum Empfang von Faltsignalen, wobei die Faltsignale empfangerseitig in Trägerfrequenzlage mit Hilfe komplementärer dispersiver Verzögerungsleitungen komprimiert und durch Multiplikation der Ausgangssignale beider Verzögerungsleitungen direkt und asynchron in das Basisband demoduliert werden.

19. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, zur Erzeugung, Aussendung und zum Empfang von Faltsignalen, wobei die Faltsignale empfängerseitig zunächst in die Zwischenfrequenzlage umgesetzt, mit Hilfe komplementärer dispersiver Verzögerungsleitungen komprimiert und durch Multiplikation der Ausgangssignale beider Verzögerungsleitungen asynchron in das Basisband demoduliert werden.

20. Transceiver nach Anspruch 19, wobei die zeitliche Kongruenz der Hüllkurven der beiden komprimierten Signale als Kriterium für die Übereinstimmung von ZF-Mittenfrequenz und Mittenfrequenz der komplementären dispersiven Filter herangezogen wird, um in einem Phasenregelkreis den lokalen Oszillator der Empfangseinrichtung abzustimmen.

21. Transceiver nach Anspruch 19, wobei die Ausgangssignale der komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen zunächst je einem Hüllkurvendetektor mit anschließendem Schwellwertkomparator zugeführt werden und die Ausgangssignale der Schwellwertkomparatoren einem Phasendetektor zugeführt werden, dessen Ausgangssignal nach Betrag und Polarität den zeitlichen Versatz beider Hüllkurven widerspiegelt.

22. Transceiver nach Anspruch 21, wobei das Ausgangssignal des Phasendetektors einem Regler zugeführt wird, der die Stellspannung eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) zur Herstellung des empfängerseitigen lokalen Oszillators (LO) so lange verändert, bis beide Hüllkurven kongruent sind.

23. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das empfangene Signal auf die Mittenfrequenz der komplementären dispersiven Gruppenlaufzeitfilter synchronisiert wird.

24. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenregelkreis auch Änderungen der Mittenfrequenz der dispersiven Filter, die durch Erwärmung, Alterung oder andere Einflüsse bewirkt wurden, ausregelt.

25. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, zur burstweisen Übertragung von Datenfolgen mit Hilfe von Faltimpulsen, wobei einer zu übertragenden Datenfolge eine Präambel, bestehend aus Faltimpulsen, vorangestellt wird, die speziell dem Einschwingen der Frequenzregelung dient.

26. Transceiver nach Anspruch 25, wobei bei Erreichen des eingeschwungenen Zustandes der Frequenzregelung die VCO-Stellspannung mit einem Sample&Hold-Glied abgetastet und für die Dauer eines Datenbursts festgehalten wird.

27. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, zur burstweisen Übertragung von Upchirp / Downchirp-Impulsen, wobei einer zu übertragenden Datenfolge eine Präambel, bestehend aus Faltimpulsen, vorangestellt wird, die speziell dem Einschwingen der Frequenzregelung dient und bei Erreichen des eingeschwungenen Zustandes der Frequenzregelung die VCO-Stellspannung mit einem Sample&Hold-Glied abgetastet und für die Dauer eines Datenbursts festgehalten wird.

28. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, zur automatischen Frequenzregelung in einem System zur burstweisen Übertragung von Upchirp/Downchirp-Impulsen, wobei einer Datenfolge in einer Präambel eine Reihe von einander abwechselnden Upchirp- und Downchirp-Impulsen vorangestellt wird und der Phasenregelkreis nach Fig.3 nicht auf Kongruenz der Hüllkurven, sondern auf einen Phasenversatz von  $180^\circ$  regelt und bei Erreichen des eingeschwungenen Zustandes der Frequenzregelung die VCO-Stellspannung mit einem Sample&Hold-Glied abgetastet und für die Dauer eines Datenbursts festgehalten wird.

29. Transceiver nach Anspruch 28, wobei der Phasendetektor für den Empfang von Faltimpulsen oder von Upchirp/Downchirp-Impulsen umschaltbar ausgeführt ist.

30. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, mit Frequenzregelung für den Empfang von Up/Downchirp-Impulsen, wobei in beiden Zweigen, die sich den dispersiven Filtern anschließen, durch das Einfügen von Dummy-

Symbolen eine ununterbrochene Folge von Symbolen erzeugt wird, die den detektierten Symbolen einer Faltimpulsfolge gleicht, so dass ein sich anschließender Phasendetektor die Prüfung auf Kongruenz der Hüllkurven vornehmen kann und der Regelkreis nach Fig. 4 auch zur Frequenzreglung eines Upchirp/Downchirp-Systems verwendet werden kann.

31. Transceiver nach Anspruch 30, wobei die senderseitig erzeugten Symbolfolgen vor der Übertragung entsprechend gescrambelt werden, mit dem Ziel, dass die Anzahl aufeinanderfolgender Symbole gleicher Polarität einen festgelegten Wert nicht überschreitet.

32. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die im Empfänger einlaufenden Chirp-Signale zunächst in die ZF-Lage umgesetzt, in komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen komprimiert, anschließend mit Hüllkurvendetektoren in das Basisband demoduliert und mit Schwellwertkomparatoren in digital verarbeitbare Signale umgewandelt werden und zur Ableitung des Symboltakts ein logisches EXKLUSIV ODER – Gatter verwendet wird, das die Ausgangssignale der Schwellwertdetektoren verknüpft, während zur Darstellung des aktuellen Datums ein JK-Flipflop verwendet wird, dessen Eingänge J und K mit den Ausgängen der Schwellwertdetektoren verbunden sind, und dessen Takteingang mit dem Ausgangssignal des EXKLUSIV ODER-Gatters angesteuert wird.

33. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, für den Empfang von Faltimpulsen, wobei die im Empfänger einlaufenden Chirp-Signale zunächst in die ZF-Lage umgesetzt und in komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen komprimiert werden und die Ausgangssignale der Verzögerungsleitungen miteinander multipliziert werden und das Ausgangssignal des Multiplizierers doppelweggleichgerichtet und anschließend einem Schwellwertkomparator zugeführt wird, an dessen Ausgang der Symboltakt vorliegt.

34. Transceiver nach einem der vorhergehenden Ansprüche, für den Empfang von Faltimpulsen, wobei die im Empfänger einlaufenden Chirp-Signale zunächst in die ZF-Lage umgesetzt und in komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen komprimiert, anschließend mit Hüllkurvendetektoren in das Basisband



demoduliert und mit Schwellwertkomparatoren in digital verarbeitbare Signale umgewandelt werden, und die Ausgänge der Schwellwertkomparatoren logisch UND-verknüpft werden, um den Symboltakt abzuleiten.

35. Transceiver, insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche, für den Empfang von Faltimpulsen, wobei die im Empfänger einlaufenden Chirp-Signale zunächst in die ZF-Lage umgesetzt, in komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen komprimiert und die Ausgangssignale der Verzögerungsleitungen miteinander multipliziert werden und mit anschließenden Schwellwertkomparatoren die bipolaren Ausgangssignale des Multiplizierers in digital verarbeitbare Signale umgewandelt werden, worauf die Ausgangssignale der Schwellwertdetektoren logisch ODER-verknüpft werden, um den Systemtakt abzuleiten, während zur Darstellung des aktuellen Datums ein JK-Flipflop verwendet wird, dessen Eingänge J und K mit den Ausgängen der Schwellwertdetektoren verbunden sind, und dessen Takteingang mit dem Ausgangssignal des ODER-Gatters angesteuert wird.

36. Transceiver mit einer Taktableitung entsprechend den Ansprüchen 32 – 35, mit einer Gating-Einrichtung, bestehend aus einem Schalter und einer Zeitsteuerung, die so arbeitet, dass ein eingangsseitig eintreffender Symboltaktimpuls von der Zeitsteuerung erkannt wird und für die Dauer eines festgelegten Blockadeintervalls, das kürzer ist als eine Symboltaktperiode, das Öffnen des Schalters bewirkt, wodurch Störimpulse, die innerhalb des Symbolintervalls auftreten, unterdrückt werden, während der nächstfolgende Symboltaktimpuls wieder passieren und den Vorgang erneut auslösen kann.

37. Transceiver nach Anspruch 36, wobei ein logisches AND-Gatter die Funktion des Schalters übernimmt und ein Monoflop die Länge des Blockadeintervalls bestimmt.

38. Transceiver nach Anspruch 36, wobei die Länge des Blockadeintervalls variabel ist und auf die Übertragungssituation, beispielsweise auf Störungen der Übertragung abgestimmt werden kann.

39. Transceiver nach Anspruch 38, wobei für die Phase des Einschwingens des Empfangssystems ein kurzes Blockadeintervall verwendet wird, während im eingeschwungenen Zustand auf ein längeres Blockadeintervall umgeschaltet wird.

40. Transceiver nach Anspruch 36, wobei das Gate, angestoßen durch einen Symboltaktimpuls, für die Dauer eines Blockadeintervalls schließt, anschließend für die Dauer eines Öffnungsintervalls (innerhalb dessen der nächste Symboltaktimpuls erwartet wird) öffnet und anschließend wieder für die Dauer eines Blockadeintervalls schließt, und sich dieser Vorgang fortdauernd wiederholt.

41. Transceiver, insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die im Empfänger einlaufenden Chirp-Signale zunächst in die ZF-Lage umgesetzt, in komplementären dispersiven Verzögerungsleitungen komprimiert werden und anschließend die komprimierten Signale in beiden Zweigen je einem Hüllkurvendetektor, einem Mittelwertdetektor und einem Spitzenwertdetektor zugeführt werden, worauf in nachgeschalteten Schwellwertkomparatoren das Ausgangssignal des jeweiligen Hüllkurvendetektors mit einem Schwellwert verglichen wird, der variabel einen Wert zwischen Mittelwert und Spitzenwert des detektierten Signals annehmen kann.

42. Transceiver nach Anspruch 42, wobei in beiden Zweigen die Position des Schwellwertes zwischen Signalmittelwert und Signalspitzenwert digital gesteuert werden kann.

43. Transceiver nach Anspruch 42, wobei in beiden Zweigen dem aus Signalmittelwert und Signalspitzenwert gebildeten Schwellwert eine Spannung addiert wird, wodurch erreicht wird, dass der Schwellwert am Komparatoreingang stets höher ist als die Rauschamplitude am Ausgang des Hüllkurvendetektors.

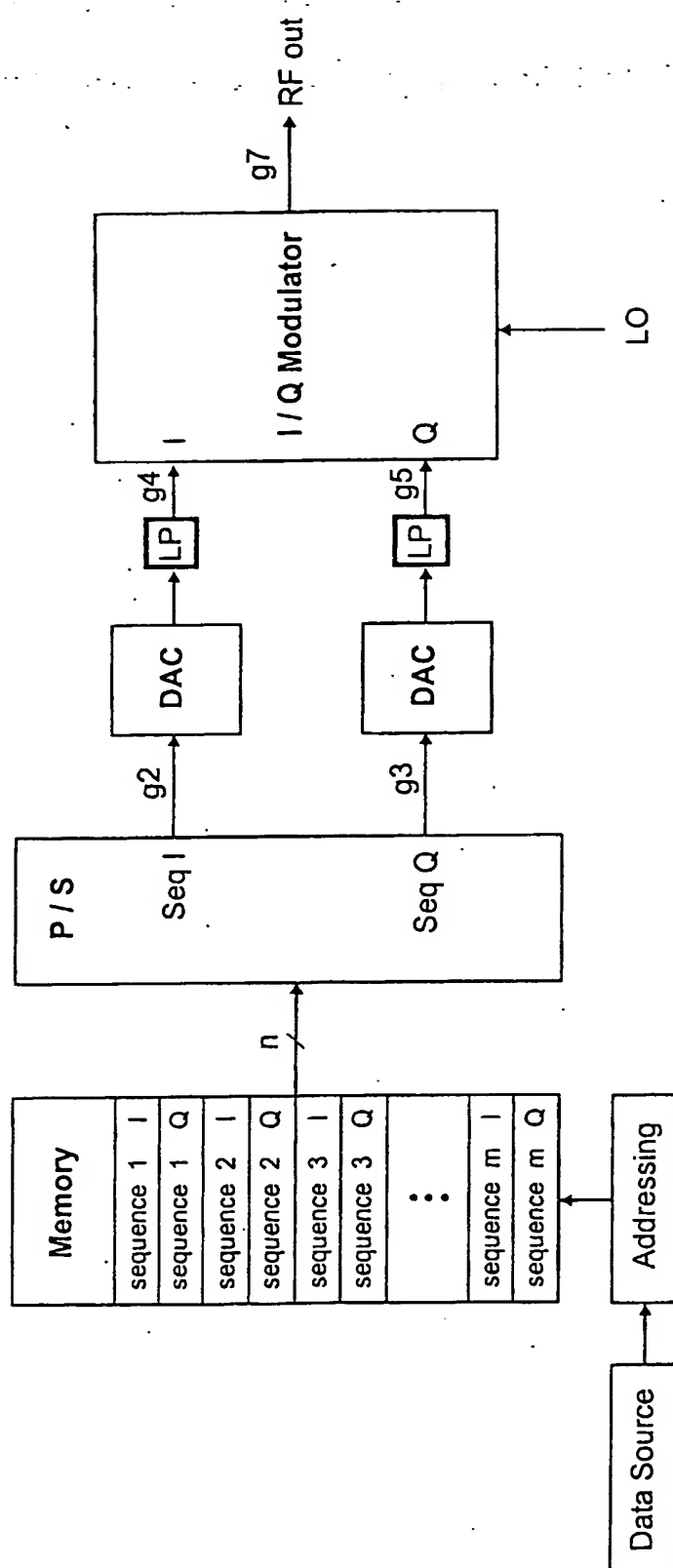


Fig. 1

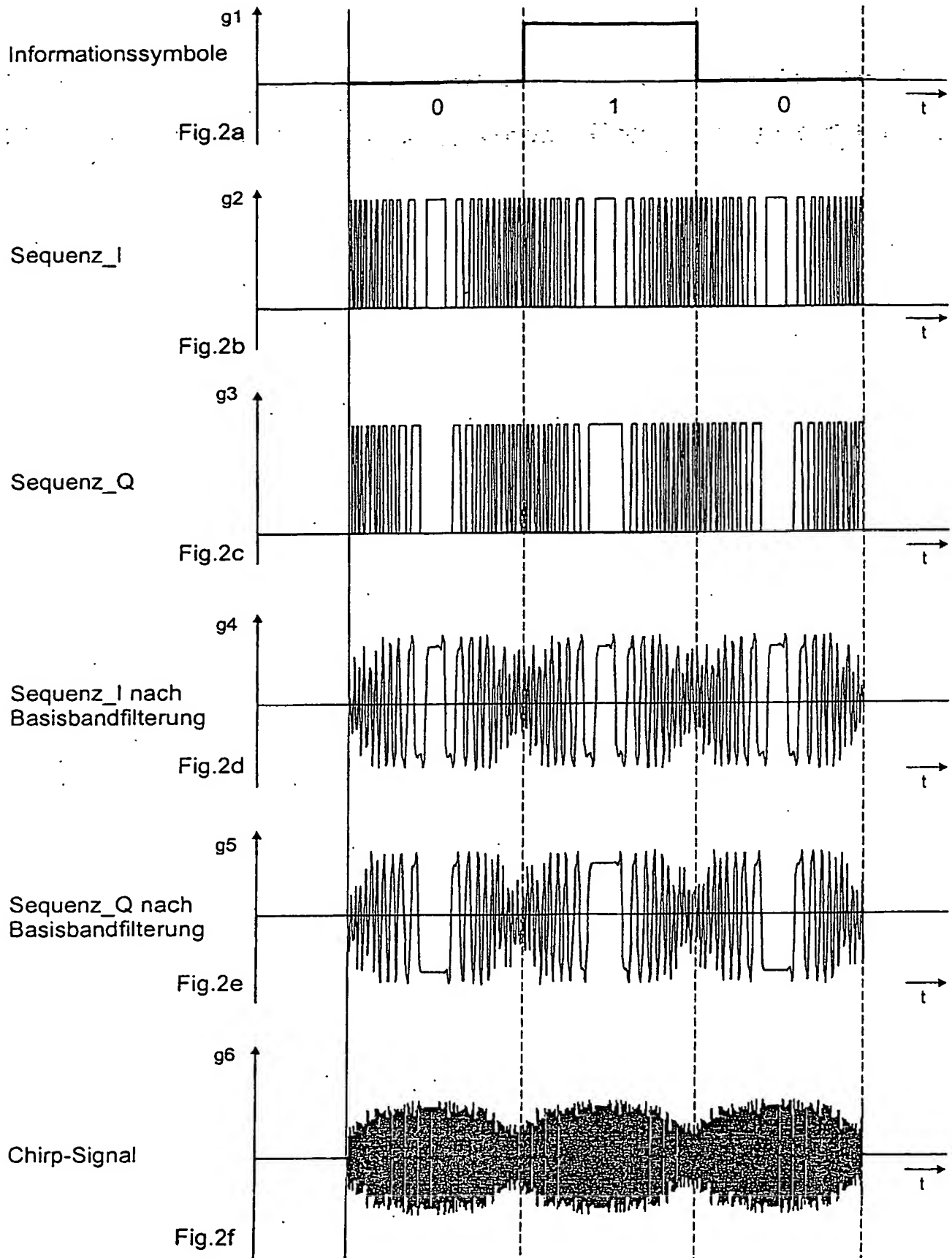
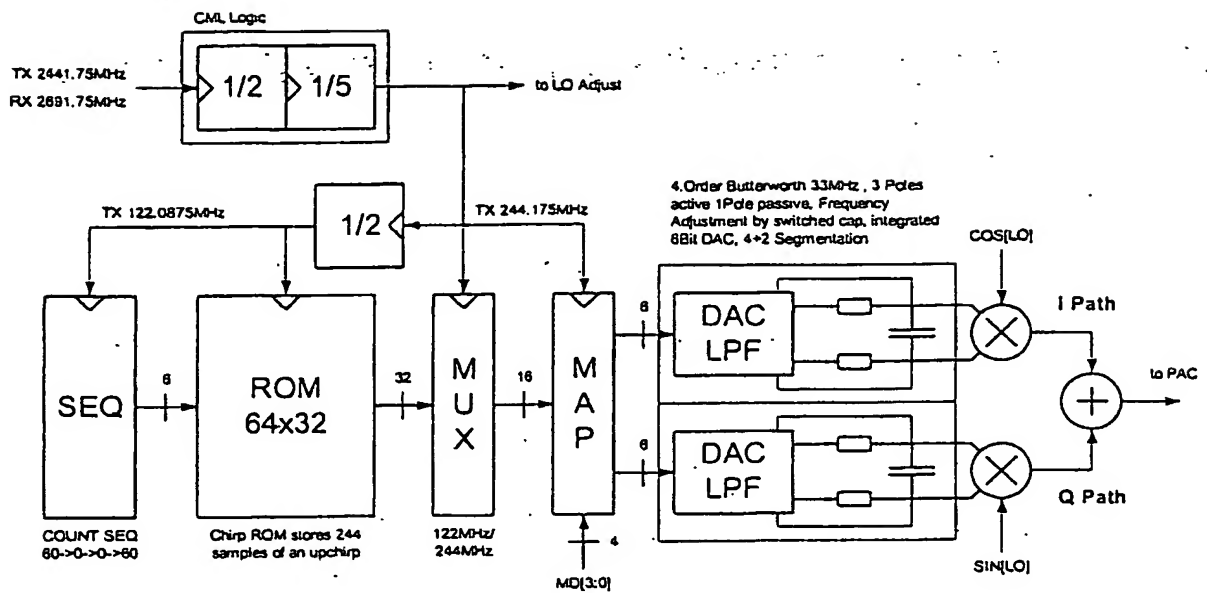


Fig.2 a - f

BEST AVAILABLE COPY

## Chirp Generation



IQ ROM to IQ DAC Mapping Definition

MD[3]	MD[2]	MD[1]	MD[0]	IDAC	QDAC	Description
				Basic Modes		
0	0	0	0	IROM	QROM	Upchirp
0	1	0	0	IROM	-QROM	Downchirp
1	0	x	x	IROM	0	Upchirp+Downchirp
1	1	x	x	0	QROM	Upchirp-Downchirp
				QPSK Up Modes		
0	0	0	0	IROM	QROM	0
0	0	0	1	QROM	-IROM	Pi/2
0	0	1	0	-IROM	-QROM	Pi
0	0	1	1	-QROM	IROM	3Pi/2
				QPSK Down Modes		
0	1	0	0	IROM	-QROM	0
0	1	0	1	QROM	IROM	Pi/2
0	1	1	0	-IROM	QROM	Pi
0	1	1	1	-QROM	-IROM	3Pi/2

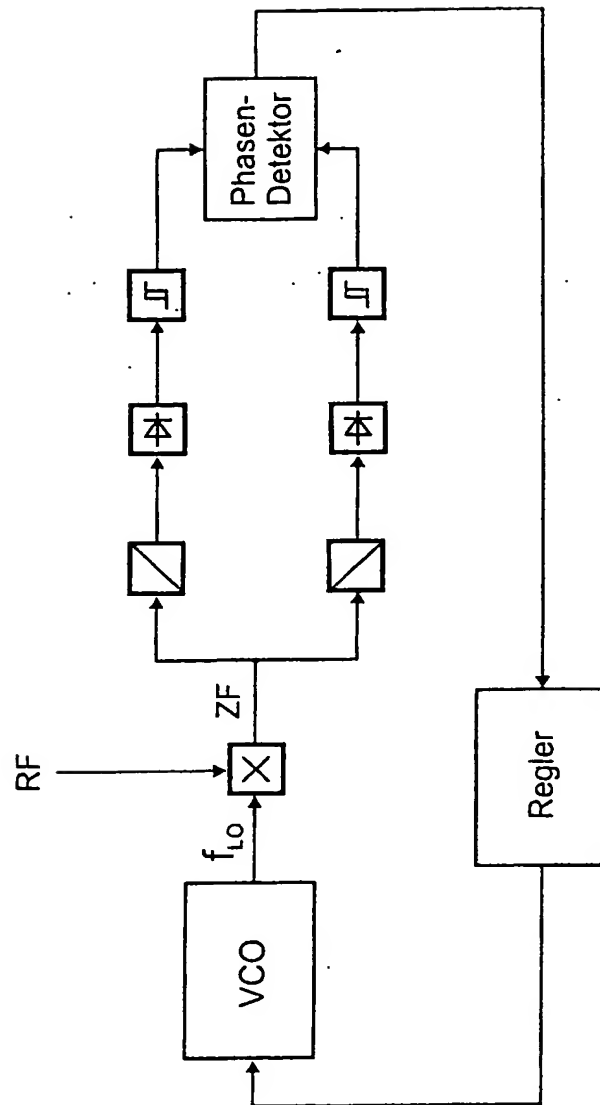


Fig. 3

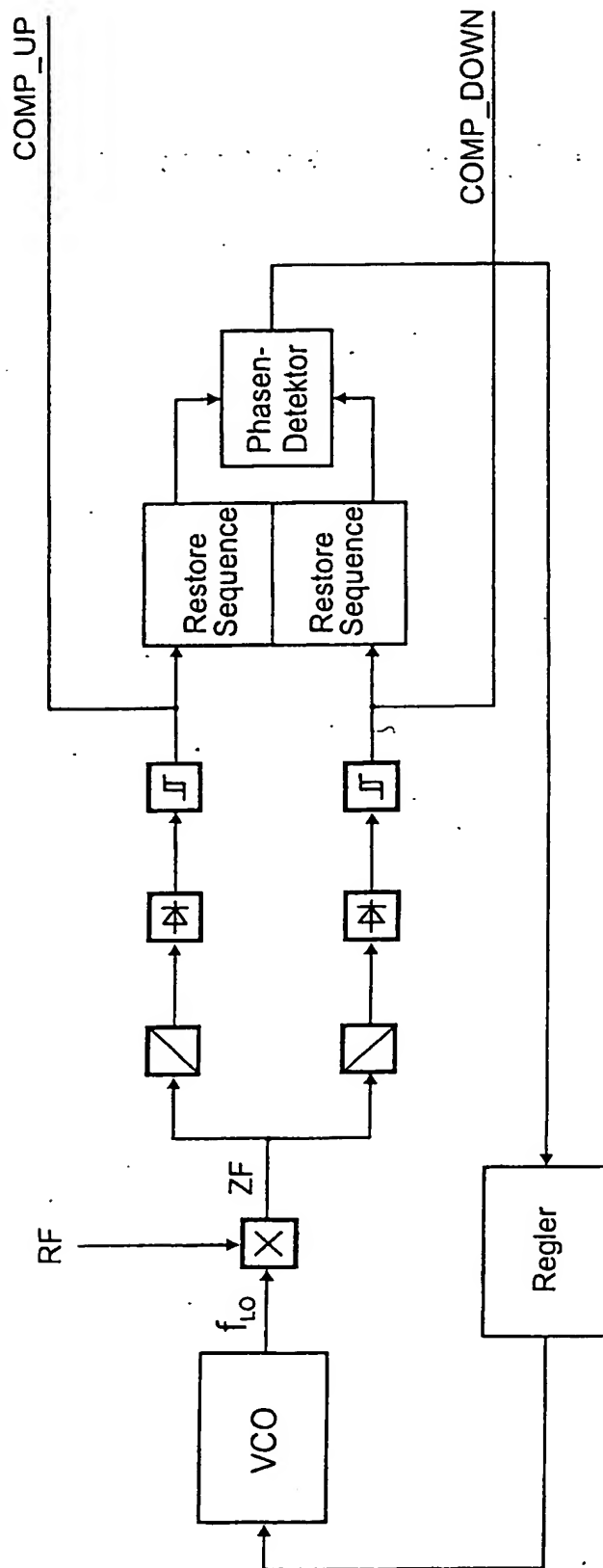


Fig. 4

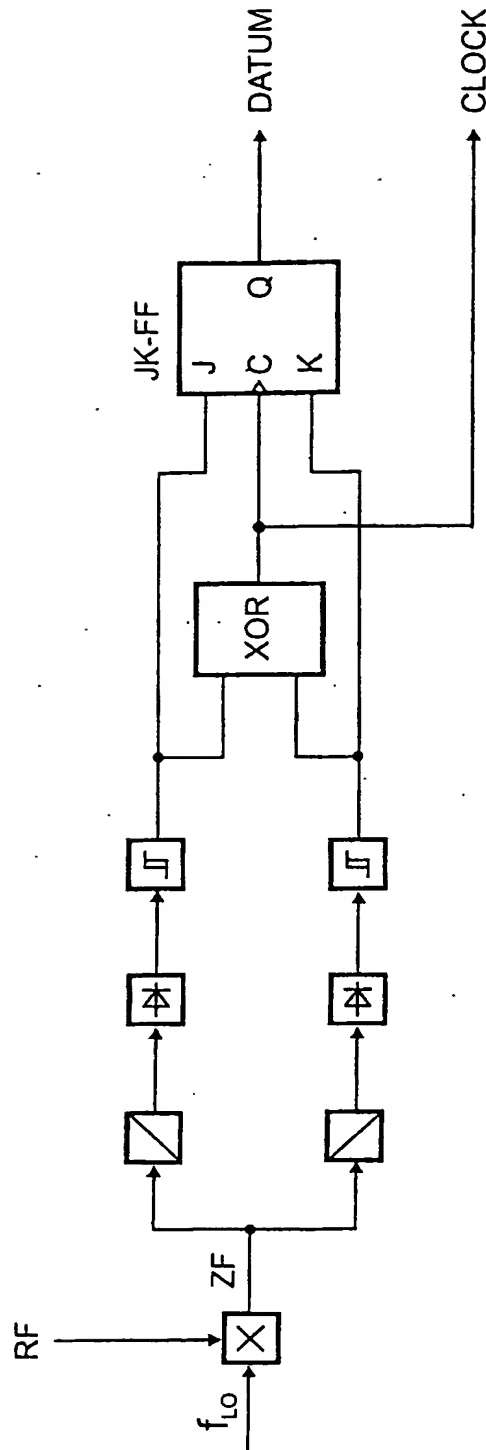


Fig. 5



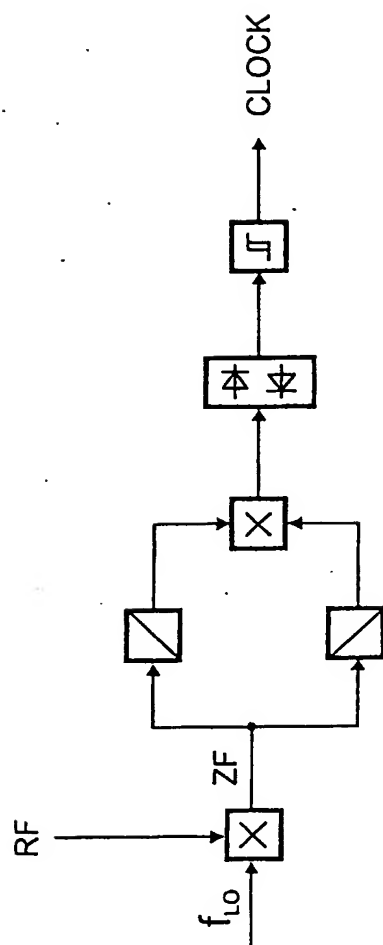


Fig. 6

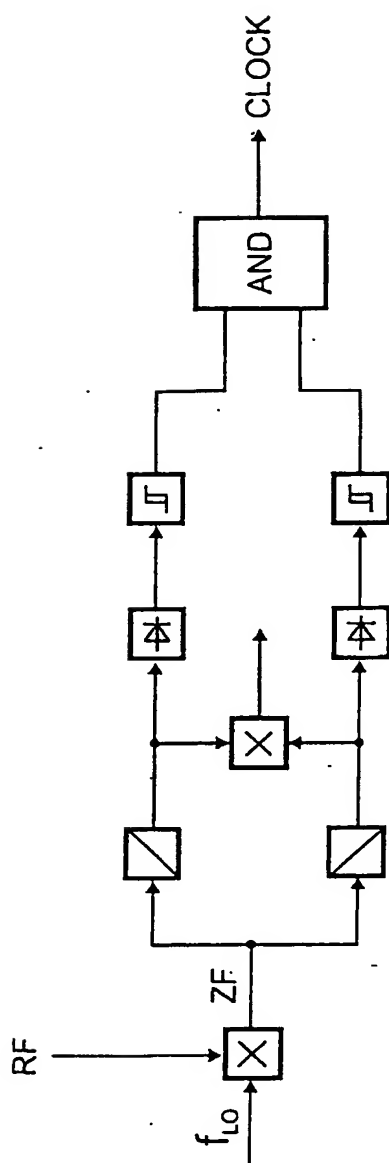


Fig. 7

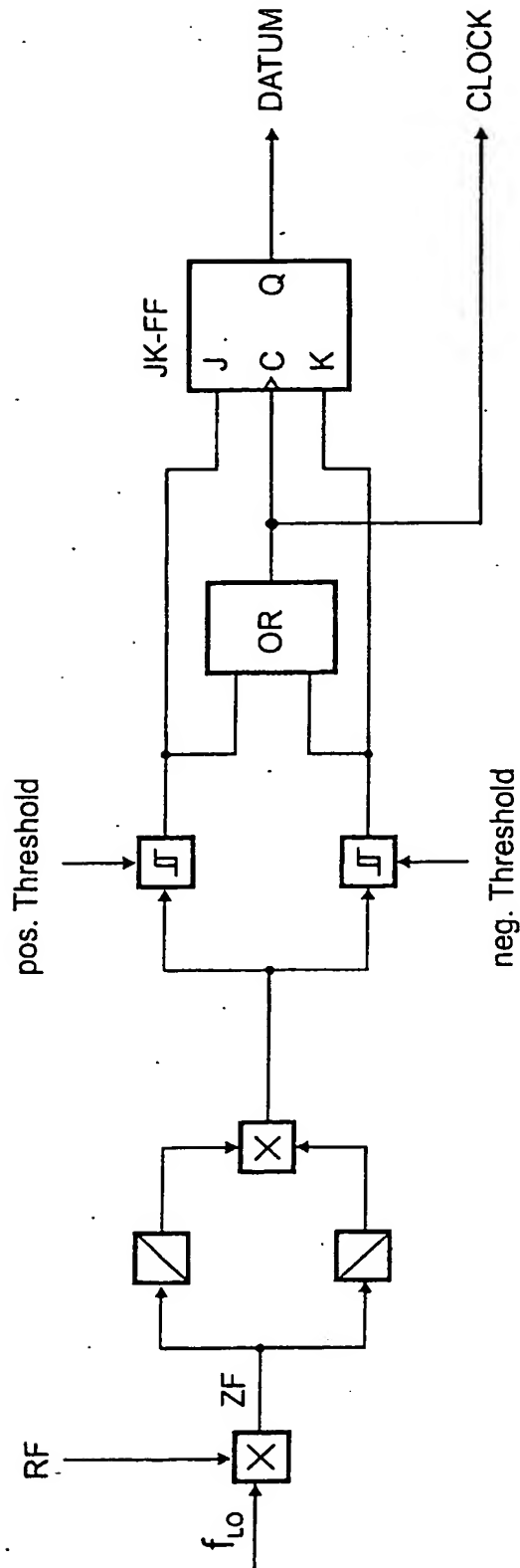


Fig. 8

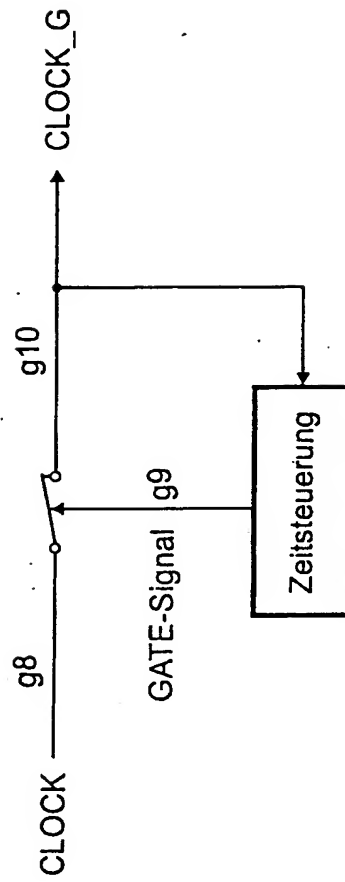


Fig. 9

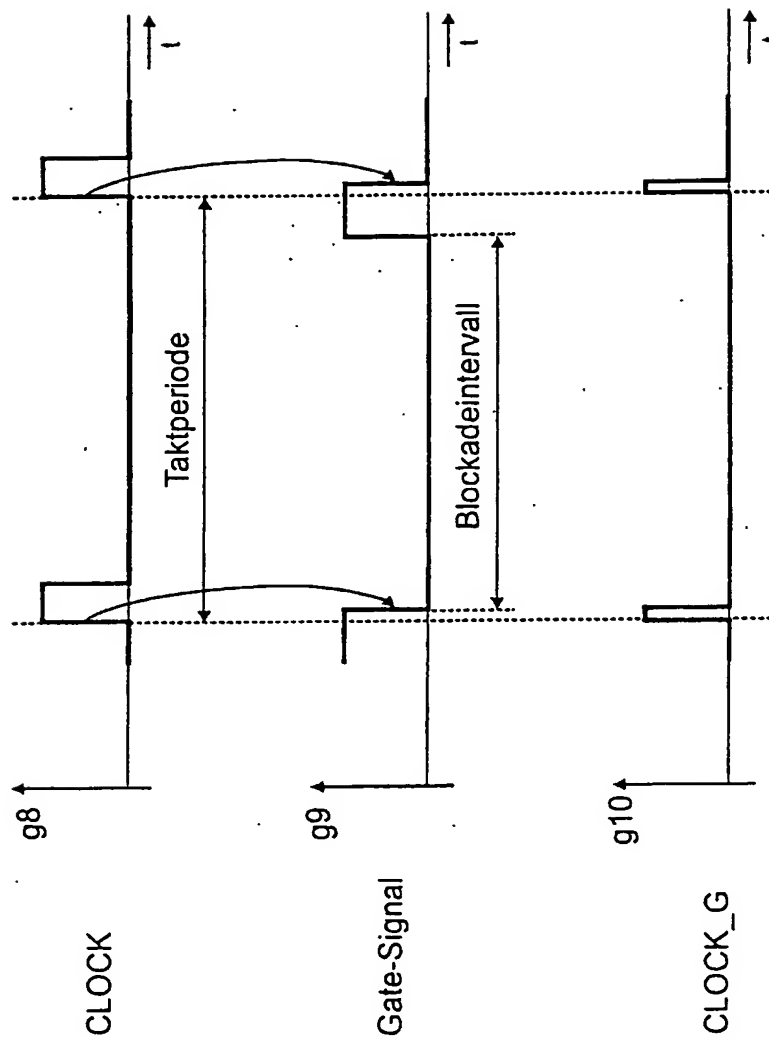


Fig. 10

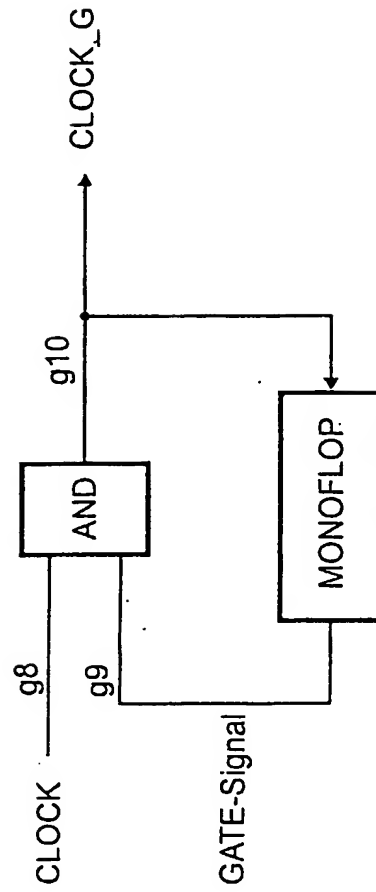


Fig. 11

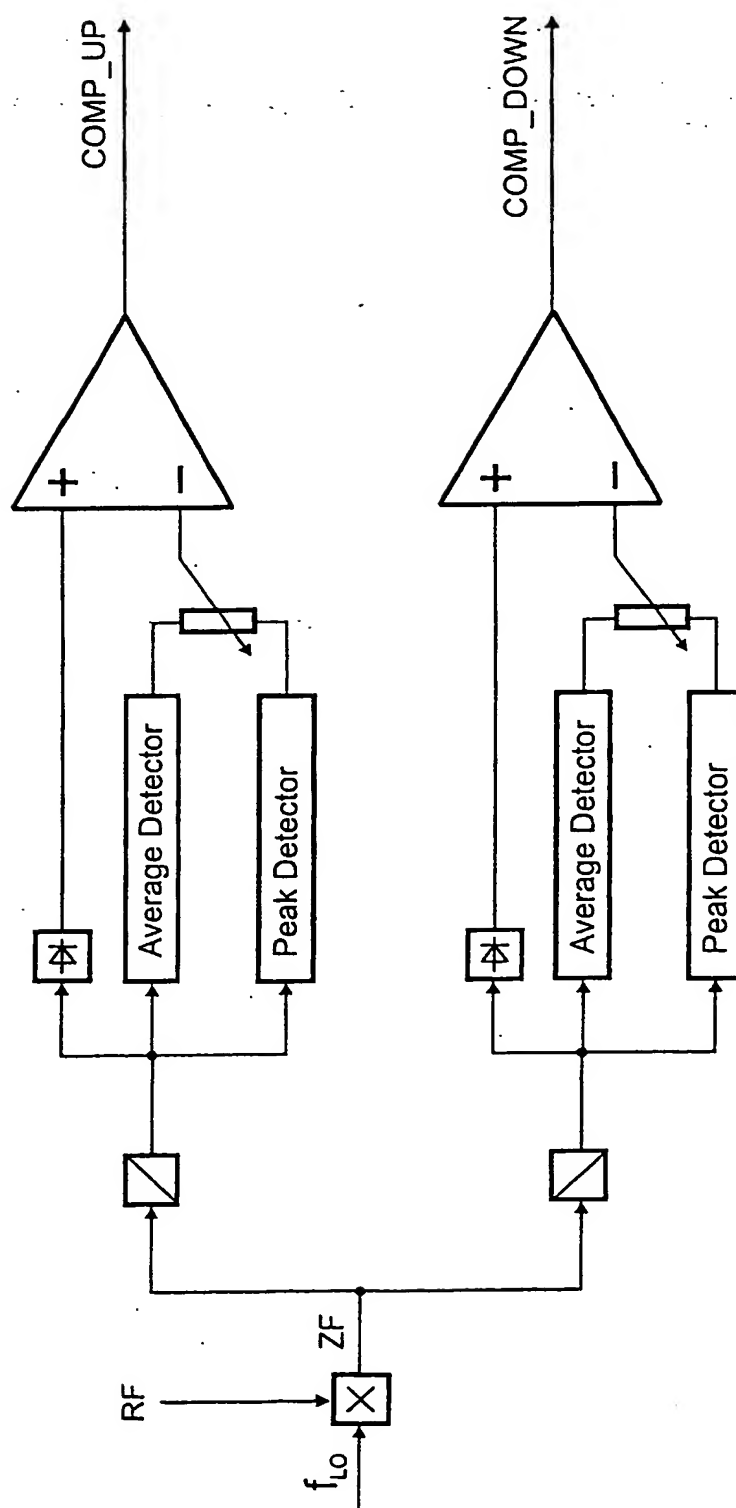


Fig. 12

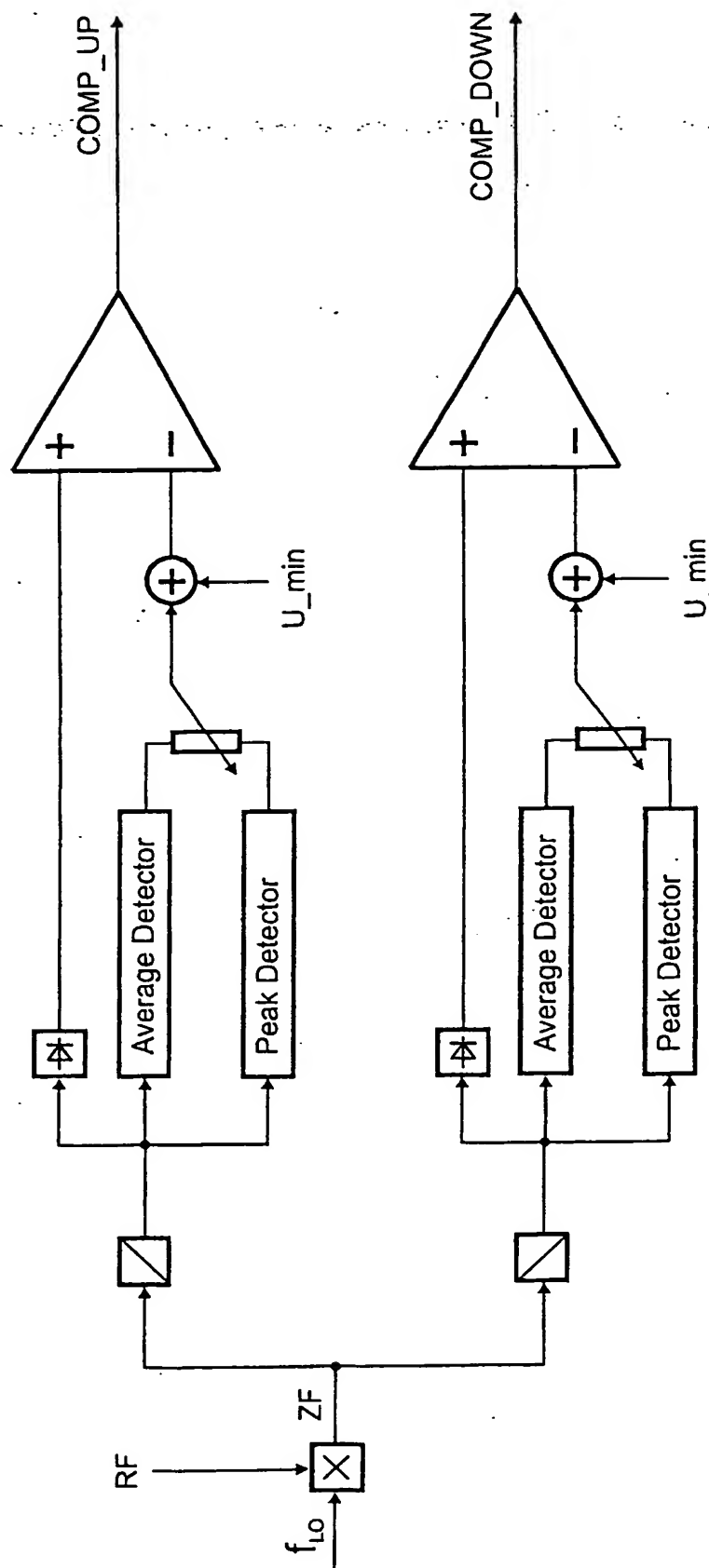


Fig. 13



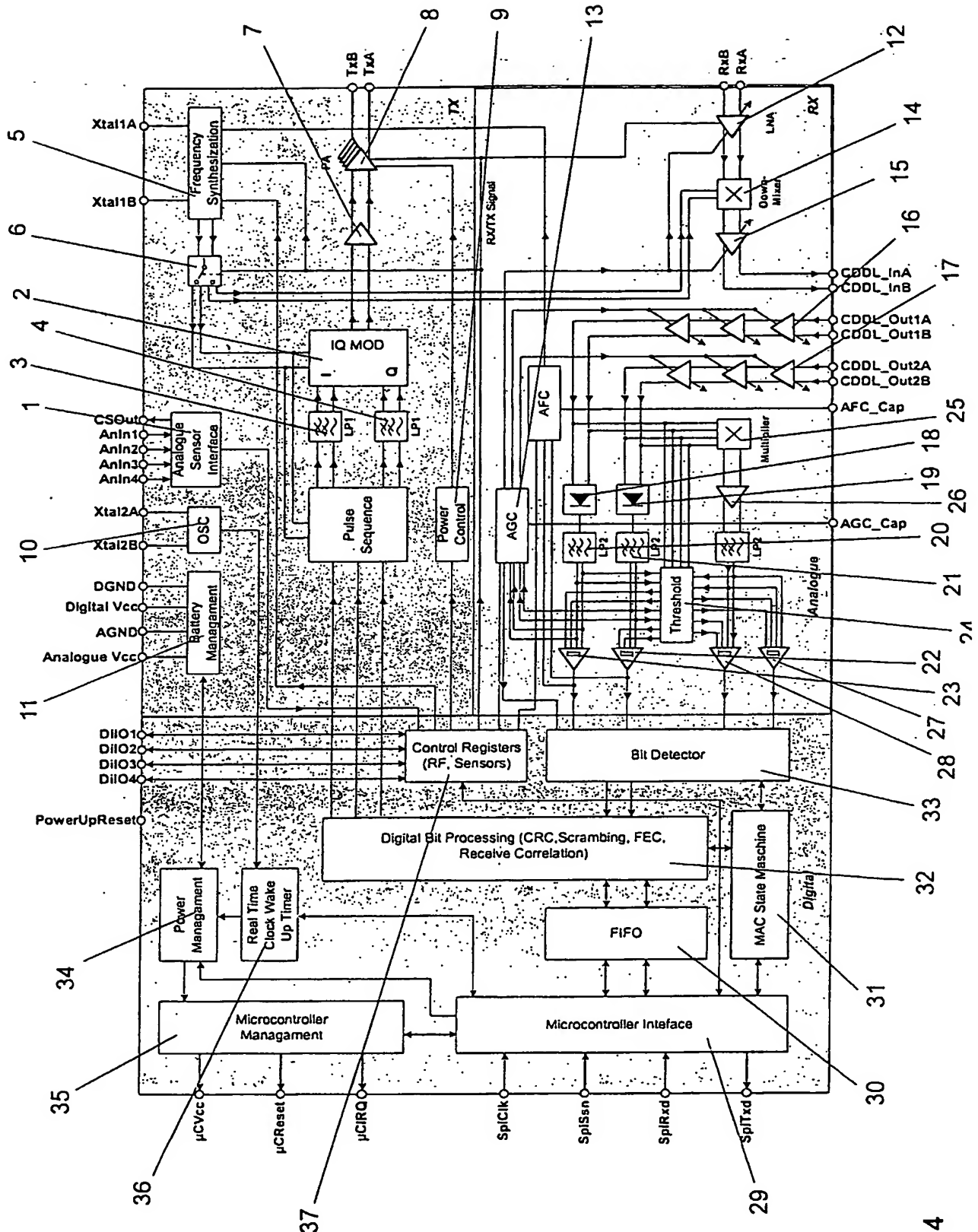


Fig. 14

Differential  
Comparator

A > B then Out = 1  
otherwise Out = 0

DDDL

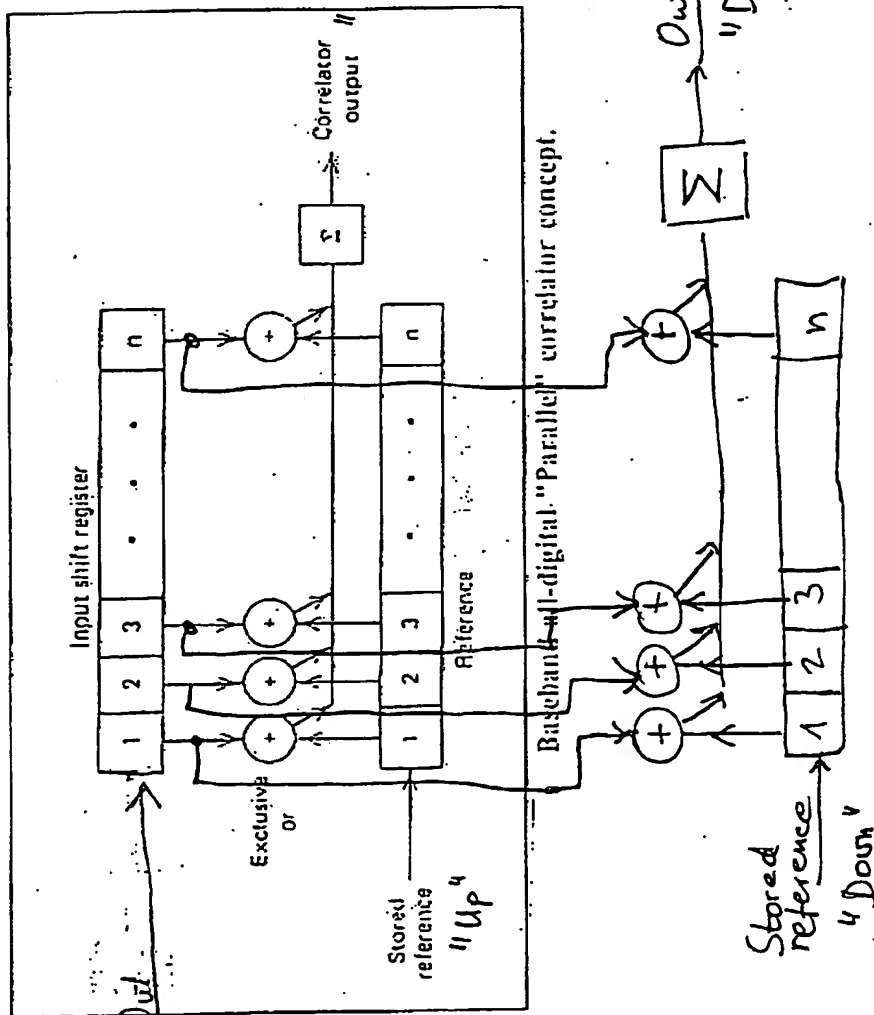


Fig. 15

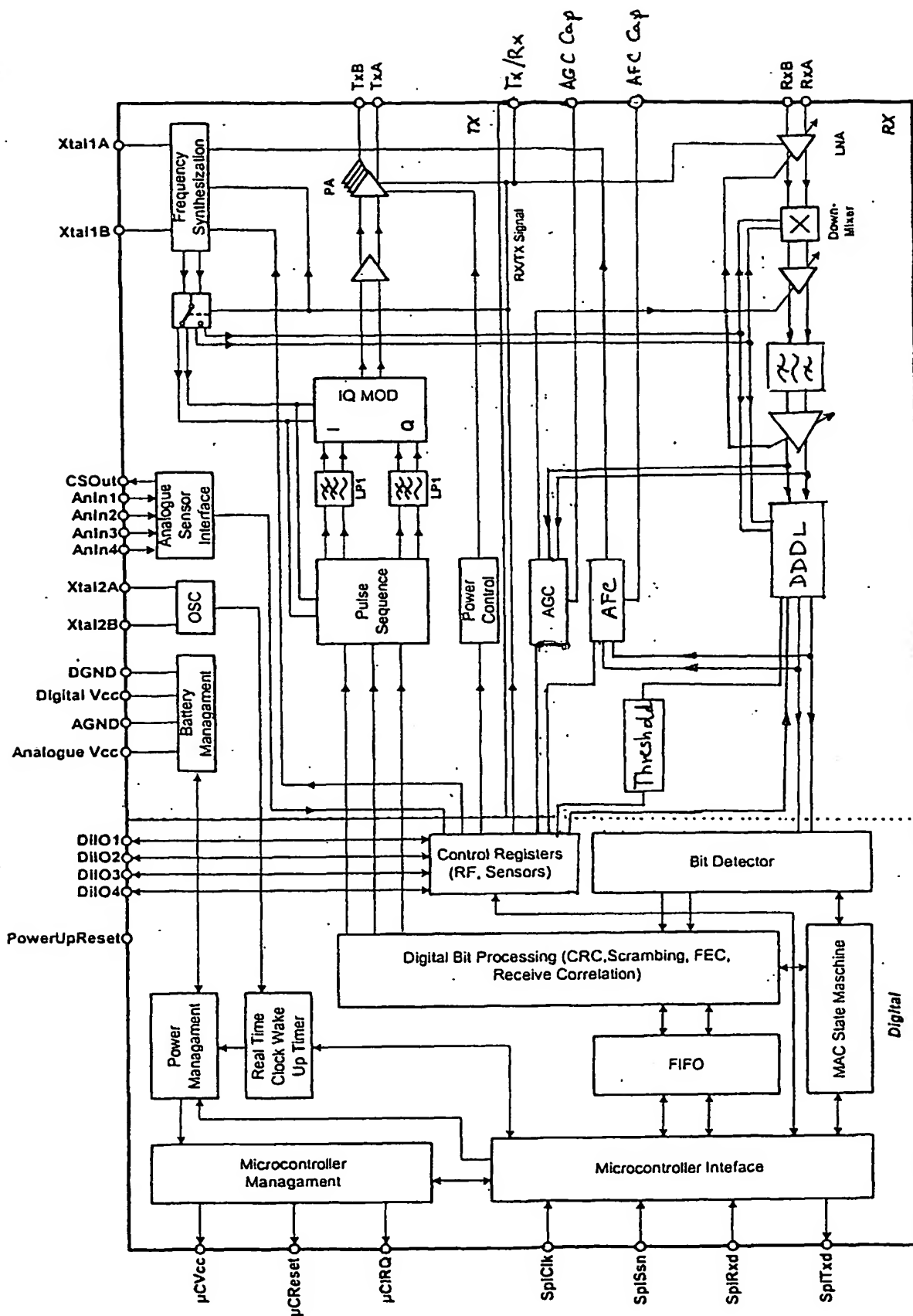


Fig. 16